

C A N T Z - N O W A K

Die Röhre --- *im UKW-Empfänger*

Teil II

**Herausgegeben
von Dr.-Ing. Horst Rothe**



FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Prof. Dipl. Ing. Ferdinand Dohnal
Wien XVIII/110, Vincenzg. 10

Die Röhre im UKW-Empfänger

Teil II

Mischstufen

Von Dr. Rudolf Cantz

Dipl.-Ing. Alfred Nowak

Mit 87 Bildern



FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

Band II der Telefunken-Röhren-Veröffentlichungen
Herausgegeben von Dr.-Ing. Horst Rothe

1953

Sämtliche Rechte — besonders das Übersetzungsrecht — an Text und Abbildungen vorbehalten.

Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages.

Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, ist verboten.

Druck der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Luisenstraße 17.

Zur Frage der UKW-Mischstufen

1. Allgemeines

In der ersten Zeit der Entwicklung des UKW-Rundfunks in Deutschland suchte man auf verschiedenen Wegen nach verhältnismäßig billigen Lösungen für den UKW-Teil von Empfängern. Die Anforderungen an die Empfindlichkeit und Trennschärfe waren relativ gering; der UKW-Empfang sollte in erster Linie einen sauberen Orts- oder Bezirksempfang darstellen. Diese Aufgabe war bis zu einem gewissen Grade durch einfache Audionschaltungen mit Rückkopplung und Vorstufe, besonders aber durch die in großem Umfang hergestellten einfachen Pendlerschaltungen (ebenfalls mit UKW-Vorstufe zum Schutz gegen Ausstrahlung von Schwingungen) zu lösen.

Andererseits waren in USA für den UKW-Rundfunkempfang Überlagerungsschaltungen mit Begrenzer nach den ursprünglichen Armstrong'schen Prinzipien seit vielen Jahren entwickelt. Diese ermöglichten auch bei Feldstärken von wenigen $\mu\text{V}/\text{m}$ einen Empfang ohne störendes Rauschen. Schon von Anfang an gingen deshalb auch deutsche Gerätefirmen an den Bau von UKW-Supern heran. Es wurde möglich, die für den AM-Empfang erforderlichen Röhren durch entsprechende Umschaltung weitgehend oder ganz auch für den UKW-FM-Empfang zu verwenden. Dadurch gelang es in den letzten Jahren, den Mehraufwand für den UKW-Bereich eines kombinierten Empfängers weitgehend herabzudrücken und dabei hohe Werte der Selektion und Rauschfreiheit zu erreichen. Man machte überdies beim allmählichen Ausbau des UKW-Sendernetzes die Erfahrung, daß in den meisten Gebieten mehrere UKW-Sender gut zu empfangen sind, wenn nur die Trennschärfe und Begrenzerwirkung des betreffenden Empfangsgerätes ausreichen. Somit erscheint es in jeder Beziehung sinnvoll, daß sich auch für den UKW-Empfang die Superschaltungen gegenüber den erstgenannten Lösungen fast ausschließlich durchgesetzt haben. Berücksichtigt man überdies die jetzt geplante Herabsetzung des Frequenzabstandes der UKW-Rundfunksender von 400 kHz auf 300 kHz, so ergibt sich eine noch größere Bedeutung der Selektionseigenschaften und damit noch mehr Veranlassung, auf dem eingeschlagenen Wege weiterzugehen.

Eine UKW-Superschaltung muß nun eine Mischstufe enthalten, welche eine Frequenzumsetzung von der Ultrakurzwelle auf eine geeignete Zwischenfrequenz bewirkt. Die letztere wird meistens mit 10,7 MHz gewählt. Wegen der vielfach größeren Bandbreite der frequenzmodulierten Sendung ist es bekanntlich nicht möglich, für AM- und FM-Empfang dieselben Zf-Kreise zu verwenden. Außerdem würde die für AM-Empfang übliche Zf von etwa 470 kHz für den UKW-Bereich eine ungenügende Spiegelselektion ergeben. Die Zf für den UKW-Empfang muß deshalb um ein Vielfaches höher gewählt werden. Im Zwischenfrequenz-Verstärkerteil werden dann jeweils die Filterkreise für die beiden Zwischenfrequenzen hintereinander geschaltet, und sie können wegen des großen Frequenzunterschiedes in völliger Unabhängigkeit voneinander getrimmt werden.

Während sich für den AM-Rundfunkempfang seit längerer Zeit bestimmte Standard-Mischstufen ausschließlich durchgesetzt haben, blieb die Frage nach der günstigsten Mischstufe für den UKW-Bereich bisher noch ziemlich offen. Es sollen deshalb zunächst die verschiedenen Arten besprochen werden, wie eine Frequenz-Umsetzung in einer Mischröhre vor sich gehen kann. Anschließend sollen dann Vergleiche angestellt werden, welches Mischprinzip den Eigenarten der FM-Sendung im UKW-Gebiet am besten entspricht.

2. Die verschiedenen Arten der Frequenz-Umsetzung in einer Röhre

Bei jeder Mischstufe handelt es sich um die Bildung einer Kombinationsfrequenz, welche dann als sogenannte Zwischenfrequenz (Zf) weiterverstärkt wird; sie ist fast immer die Differenzfrequenz aus der Empfangsfrequenz und der im Empfänger selbst erzeugten Überlagererfrequenz. Die Amplitude dieser Kombinationsfrequenz soll möglichst groß werden. Würde man die Empfangs- und die Überlagerungswechselspannung einfach dem Gitter einer Verstärkerröhre zuführen und diese nur im linearen Teil ihrer Kennlinie aussteuern, so würden auch in der Anodenleitung dieser Röhre nur wieder die zwei Frequenzen, aber keine Kombinationsfrequenz auftreten. In **Bild 1** ist ein sogenanntes Spiegelungsdiagramm für diesen Vorgang gezeichnet. Die beiden zugeführten Wechselspannungen mit verschiedener Frequenz und Amplitude ergeben eine Summenwechselspannung, deren Größe im Takt der Differenzfrequenz moduliert erscheint. Diese Summenwechselspannung ist längs der nach unten gerichteten Zeitachse aufgezeichnet. Durch „Spiegelung“ am linearen Kennlinienteil kommt dann ein genau proportionaler Anodenstromverlauf zustande. Die Anodenstrommittellinie bleibt dabei eine horizontale Gerade. Ein auf die Zwischenfrequenz abgestimmter Anoden-Resonanzkreis würde durch einen solchen Anodenstromverlauf nicht angeregt werden. Diese Betriebsweise ist also für eine Mischung nicht geeignet.

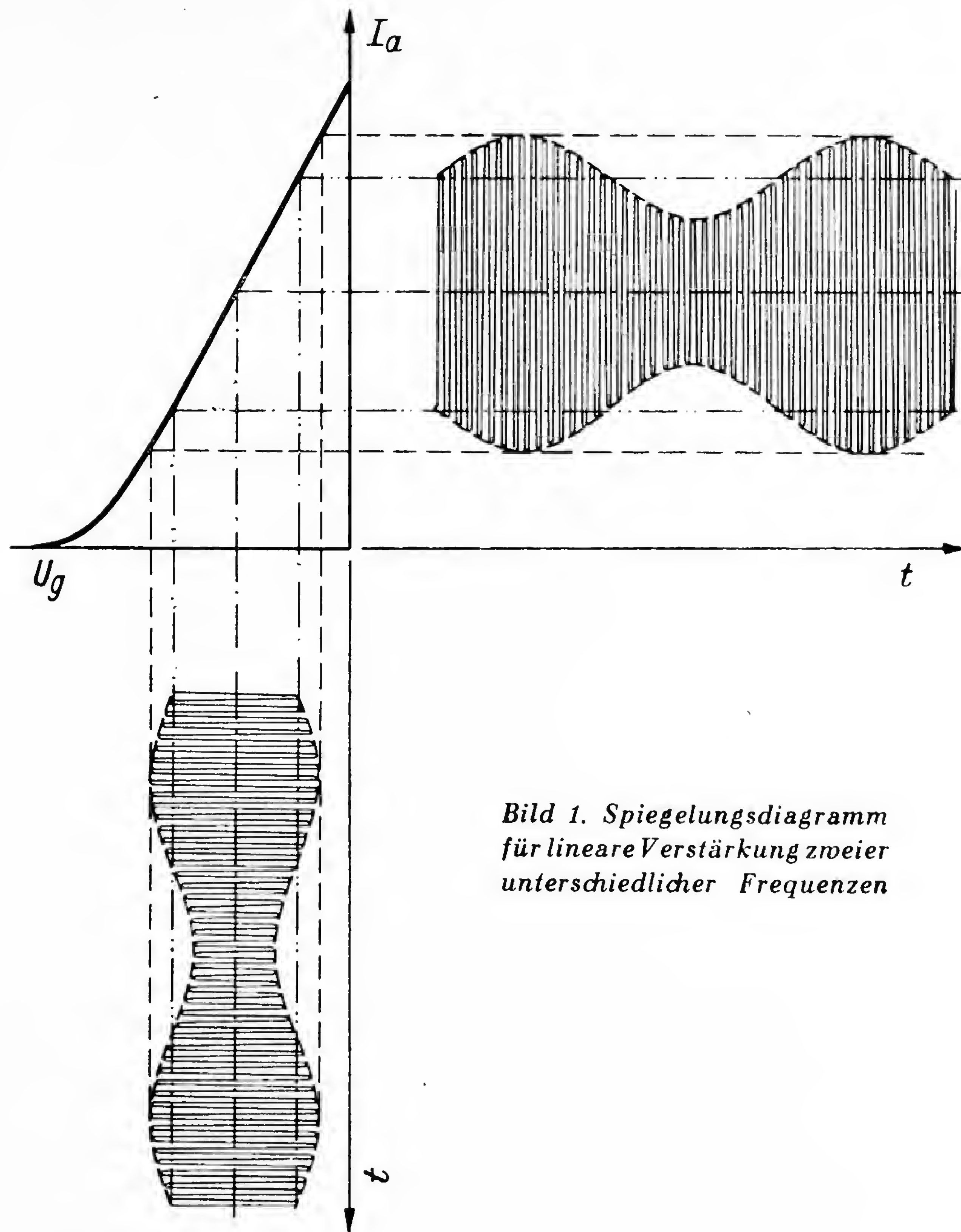


Bild 1. Spiegelungsdiagramm für lineare Verstärkung zweier unterschiedlicher Frequenzen

Dagegen gibt es zwei andere grundsätzlich verschiedene Möglichkeiten, eine große Amplitude der Zwischenfrequenz zu erzielen. Die erste besteht darin, daß man den Arbeitspunkt in einen stark gekrümmten Kennlinienteil verlegt und die Überlagererspannung so wählt, daß Kennlinienpunkte mit möglichst verschiedener Steilheit (z. B. der maximalen Steilheit und der Steilheit Null) durchlaufen werden. Führt man dann auch die Empfangsspannung demselben Röhrengitter zu, so erhält man einen Anodenstromverlauf, der infolge einer zusätzlichen Gleichrichterwirkung gewissermaßen einseitige Schwebungen mit der Differenzfrequenz aufweist (Bild 2). Diese bedeuten wirkliche Schwankungen des „mittleren“ Anodenstroms, welche einen Zwischenfrequenzkreis anregen können.

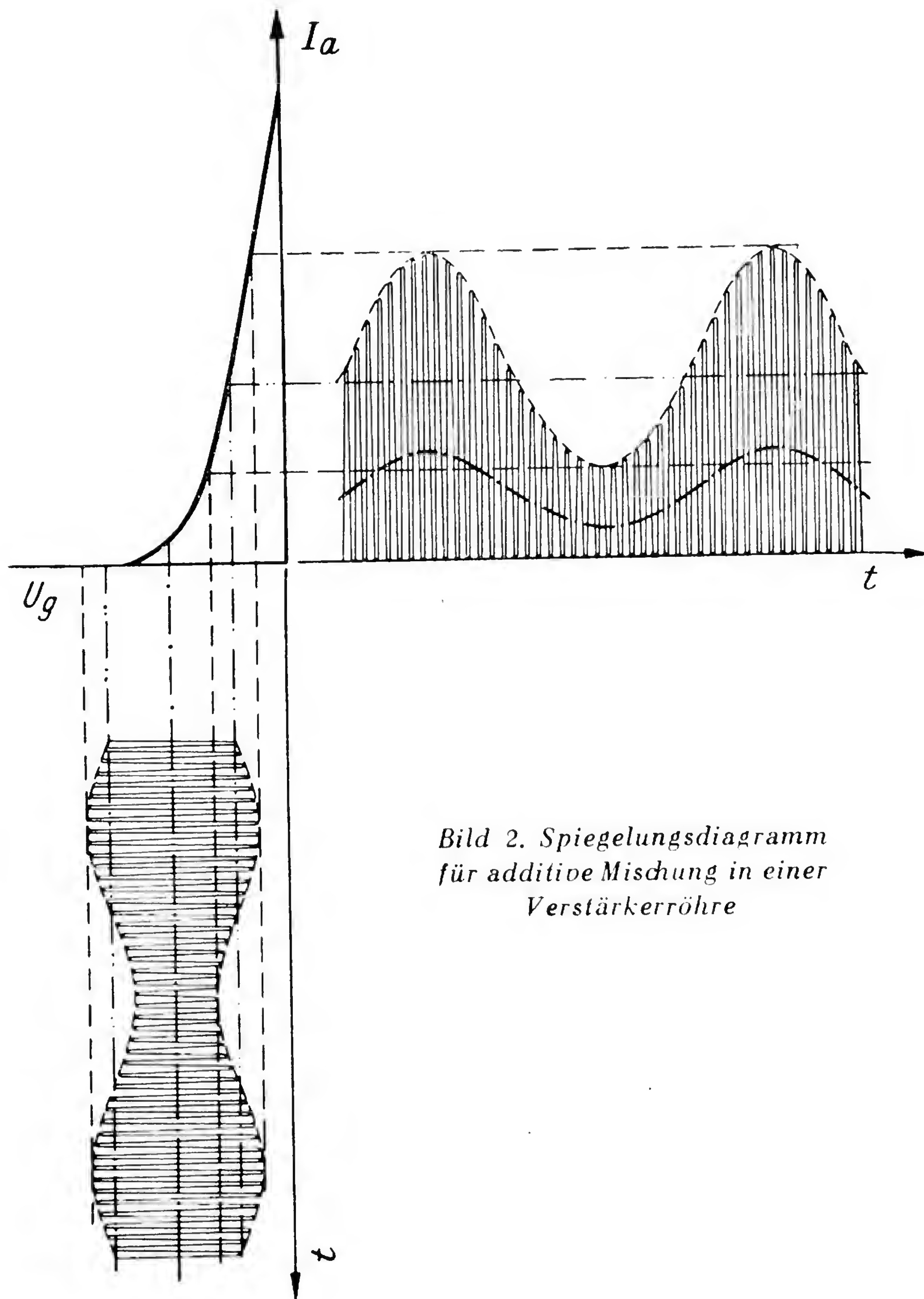


Bild 2. Spiegelungsdiagramm
für additive Mischung in einer
Verstärkerröhre

Die zweite Möglichkeit für eine Zwischenfrequenzbildung ergibt sich bei Verwendung einer Doppelsteuer-Röhre, z. B. einer Hexode, deren vorderem Steuergitter man die Empfangsspannung und deren hinterem Steuergitter man die Überlagererspannung zuführt, oder umgekehrt. Um das entsprechende Spiegelungsdiagramm z. B. für eine Mischhexode zu bilden, ist in **Bild 3** nicht nur eine einfache I_a/U_{g3} -Kennlinie gezeichnet, sondern das ganze fächerförmige Kennlinienfeld, das sich für die verschiedenen U_{g1} -Werte (als Parameter) ergibt. Die beiden gestrichelten I_a/U_{g3} -Kennlinien sind durch den oberen und unteren Scheitelwert von U_{g1} , d. h. durch die Amplitude der Empfangsspannung bestimmt. Die

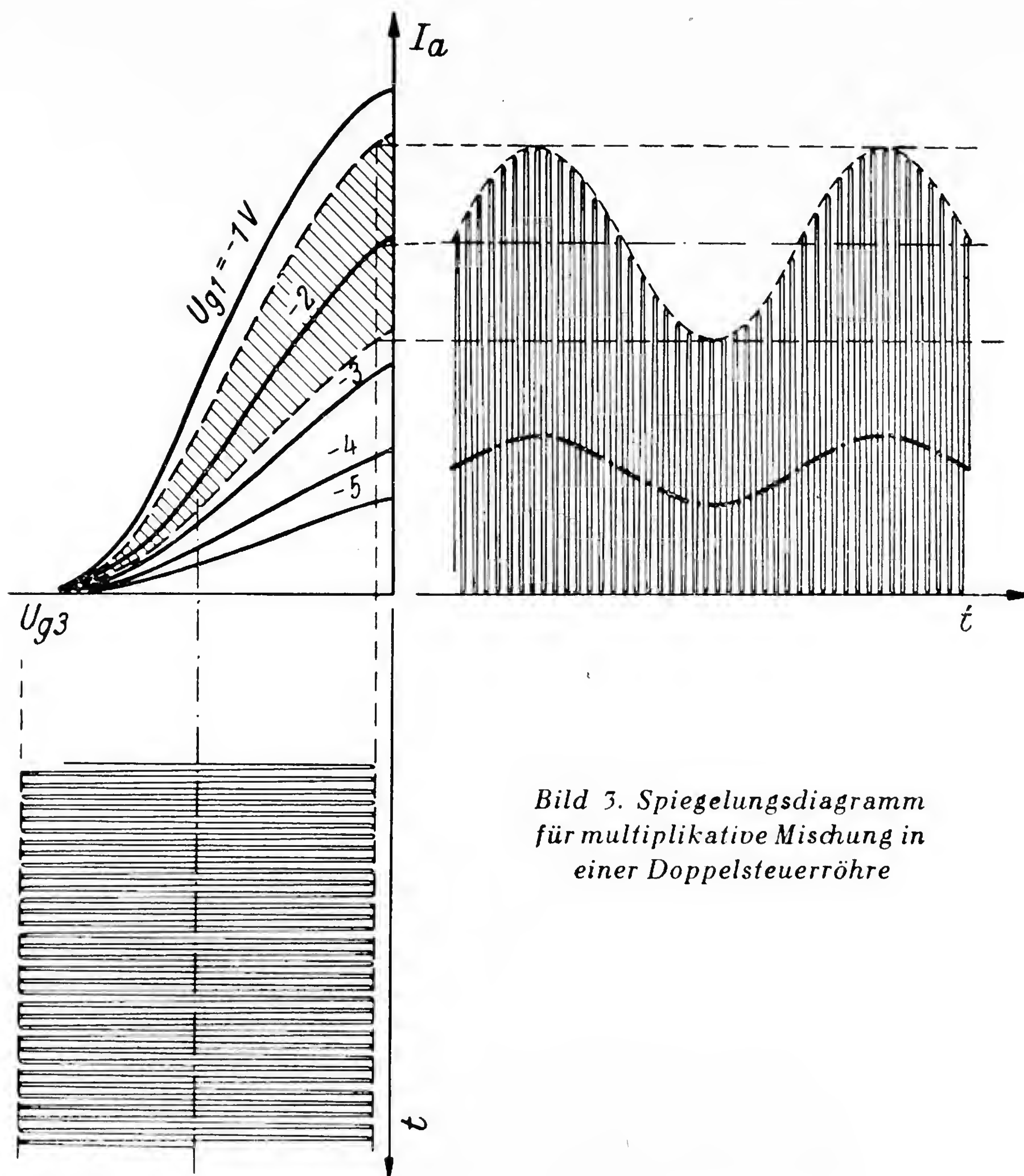


Bild 3. Spiegelungsdiagramm
für multiplikative Mischung in
einer Doppelsteuerröhre

Anodenstrom-Scheitelwerte sind nun stets dann durch die obere gestrichelte Kennlinie bestimmt, wenn Empfangsspannung und Oszillatorspannung gerade gleichphasig sind, und durch die untere, wenn die beiden Spannungen gegenphasig sind. Diese beiden Zustände wechseln im Takte der Differenzfrequenz ($= Z_f$) ab und damit auch größte und kleinste Anodenstromscheitelwerte.

Die erste Möglichkeit der Z_f -Bildung, bei welcher die Summe der Empfangs- und Überlagerungsspannung einem und demselben Steuergitter zugeführt wird, bezeichnet man als „a d d i t i v e“ Mischung, während die zweite Art als „m u l t i p l i k a t i v e“ Mischung bezeichnet wird. Der letztere Ausdruck ist darin begründet, daß die Steuerwirkung des ersten Steuergitters diejenige des zweiten wie ein multiplikativer Faktor beeinflusst, was geometrisch in der fächerförmigen Gestalt der Kennlinienscharen zum Ausdruck kommt.

Neuerdings wird auch über Laborversuche mit sogenannten *Quersteuer-Mischröhren* aus USA berichtet. In ihnen ergibt sich eine interessante Abart der multiplikativen Mischung. Das Schema einer solchen Mischstufe ist in **Bild 4** dargestellt. Die Empfangsspannung wird wie bei einer Mischhexode dem ersten Gitter zugeführt. Dieses be-

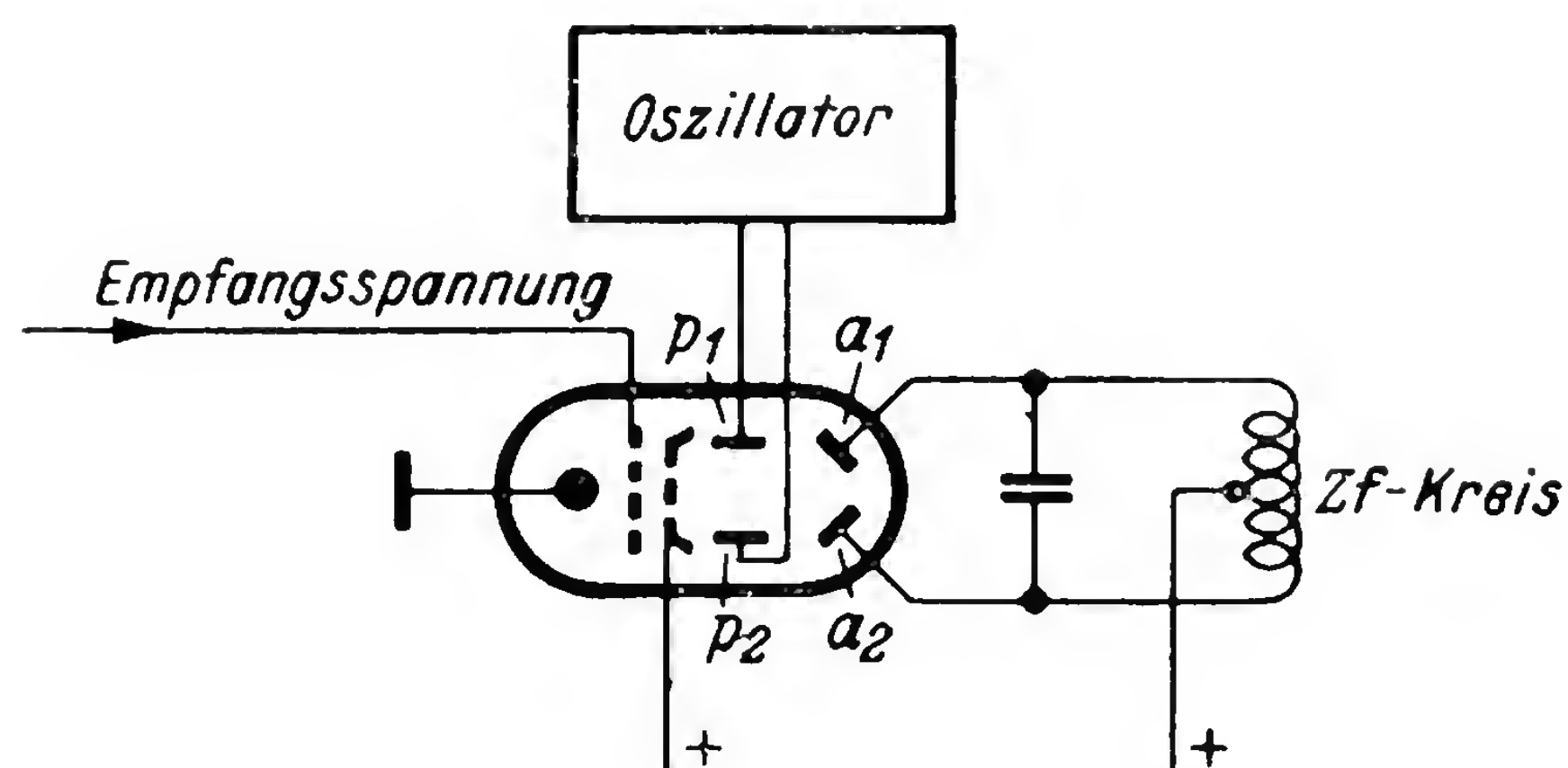


Bild 4. Multiplikative Mischröhre mit Quersteuerung des Elektronenstrahles

einflußt die Stärke eines bandförmig gebündelten Elektronenstromes, welcher sich nach Durchtritt durch ein positives Gitter und ein Paar von Ablenkplatten p_1, p_2 (ähnlich denen in einer Braun'schen Röhre) auf zwei Auffangelektroden a_1, a_2 verteilt. Die Oszillatorspannung für diese Röhre wird im Gegentakt den Platten p_1, p_2 zugeführt, und an a_1 und a_2 ist die Primärkreis des Zf-Filters, ebenfalls im Gegentakt, angeschlossen [1].

Bild 5 zeigt das Spiegelungsdiagramm für die Zf-Entstehung, wie man es für eine solche Mischstufe erhält. Durch den Gegentakt-Anschluß der Oszillatorspannung sind die Phasen von Empfangsspannung und Oszillatorspannung in dem Augenblick, in welchem sie mit Bezug auf die eine Auffangelektrode gleich sind, für die andere Auffangelektrode gerade entgegengesetzt. Während die Anodenstrom-Scheitelwerte für a_1 ein Maximum aufweisen, ergeben sich somit für a_2 minimale Anodenstrom-Scheitelwerte, und umgekehrt. Diesem Zusammenhang entspricht auch die Gegentakt-Auskopplung der Zwischenfrequenz.

Den Quotienten
$$\frac{\text{Zf-Anodenwechselstrom}}{\text{Empfangs-Gitterwechselspannung}} = \frac{I_a Z_f}{U_{g\infty}} = S_c \text{ be-}$$

zeichnet man bekanntlich als **Misch- oder Konversionssteilheit**. Diese hängt nicht nur von den Konstruktionsdaten und Betriebsgleichspannungen der Röhre ab, sondern außerdem von der Oszillatorspannung U_{osz} . Verändert man deren Größe unter Beibehaltung der übrigen Verhältnisse, so ergibt sich jeweils für eine bestimmte Oszillatorspannung ein maximaler S_c -Wert. Nach kleineren Oszillatoramplituden hin fällt S_c

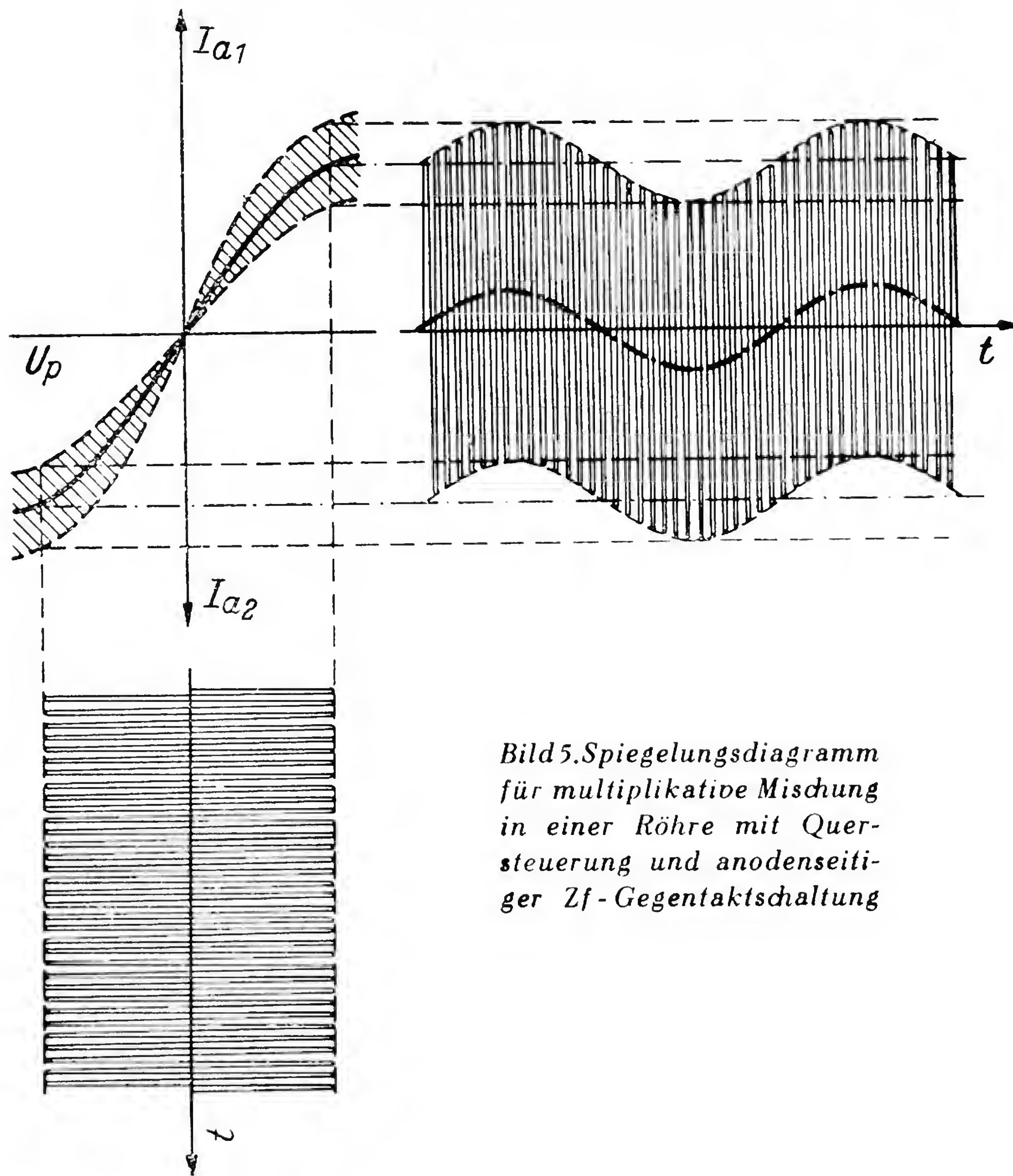


Bild 5. Spiegelungsdiagramm für multiplikative Mischung in einer Röhre mit Quersteuerung und anodenseitiger Zf-Gegentaktschaltung

ziemlich rasch und nach größeren Amplituden ziemlich langsam ab. In den **Bildern 6 bis 11** ist der Verlauf der Mischsteilheit in Abhängigkeit von U_{osz} für einige Mischröhren dargestellt. U_{osz} ist dabei als Gleichspannung, welche an einem nach Masse gelegten Gitterableitwiderstand entsteht, d. h. praktisch als Produkt des Gittergleichstromes I_g mit dem Ableitwiderstand R_g gemessen.

Die Maximalwerte von S_c hängen ihrerseits auf einfachste Art mit dem Maximalwert der Kennliniensteilheit der Röhre S_{max} zusammen, welcher beim Durchsteuern mit der Oszillatorspannung bei deren positivem Scheitelwert erreicht wird: es ist $\frac{S_{c\ opt}}{S_{max}} = 0,25 \dots 0,50$. Im Idealfall, d. h. bei einer mäanderförmigen Durchsteuerung der Steilheit, wie sie sich bei

Zur Frage der UKW-Mischstufen

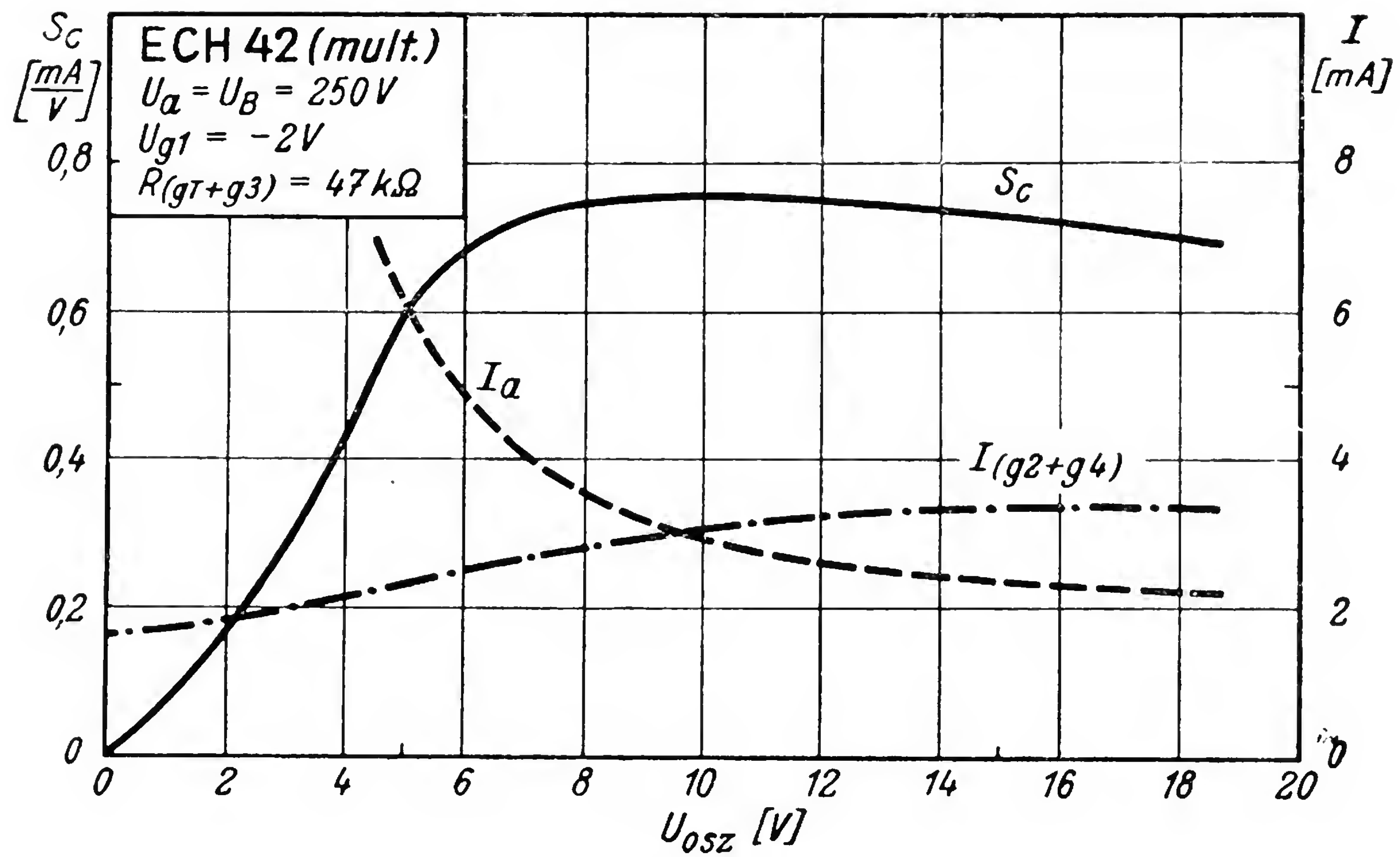


Bild 6

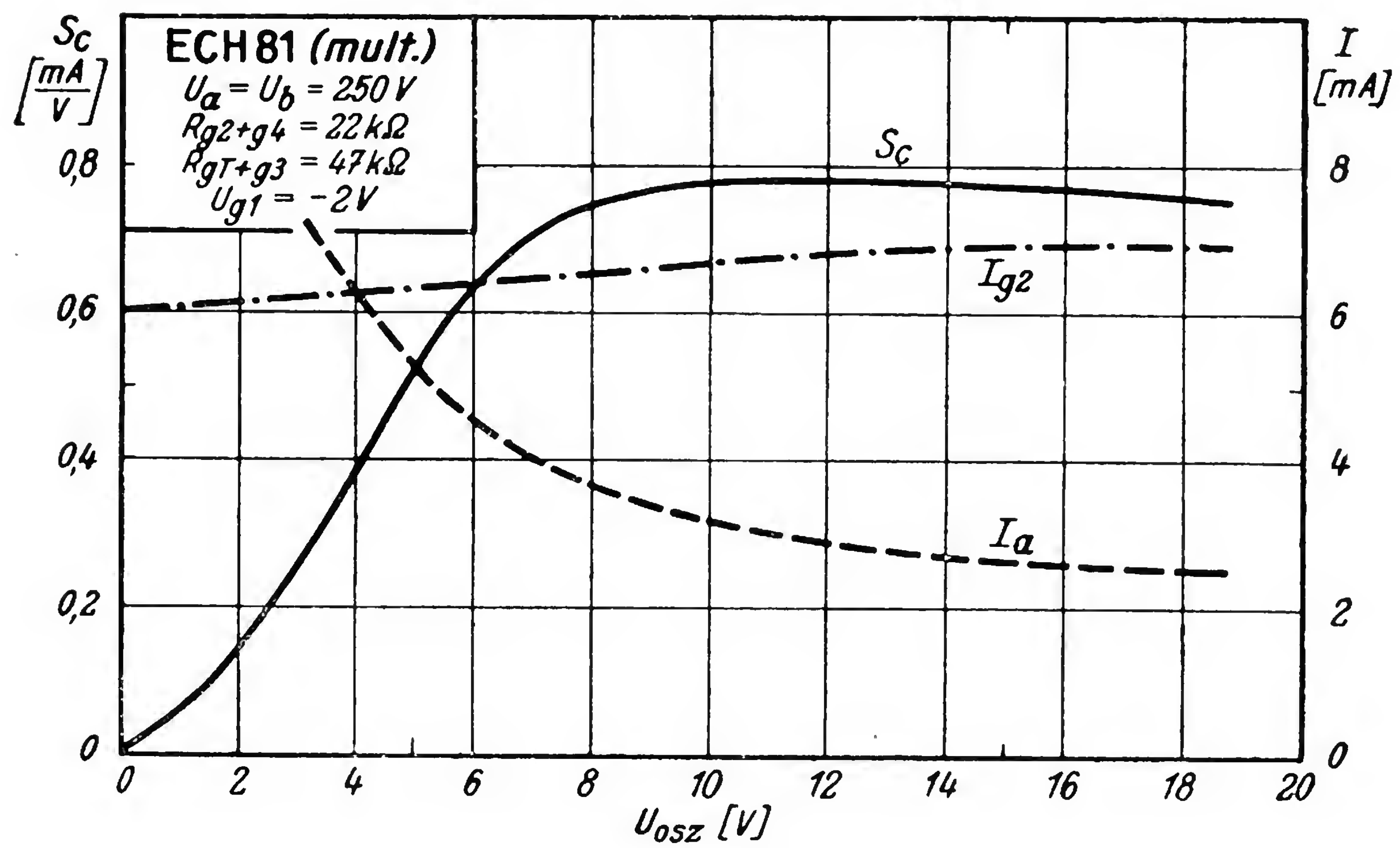


Bild 7

Die verschiedenen Arten der Frequenzumsetzung

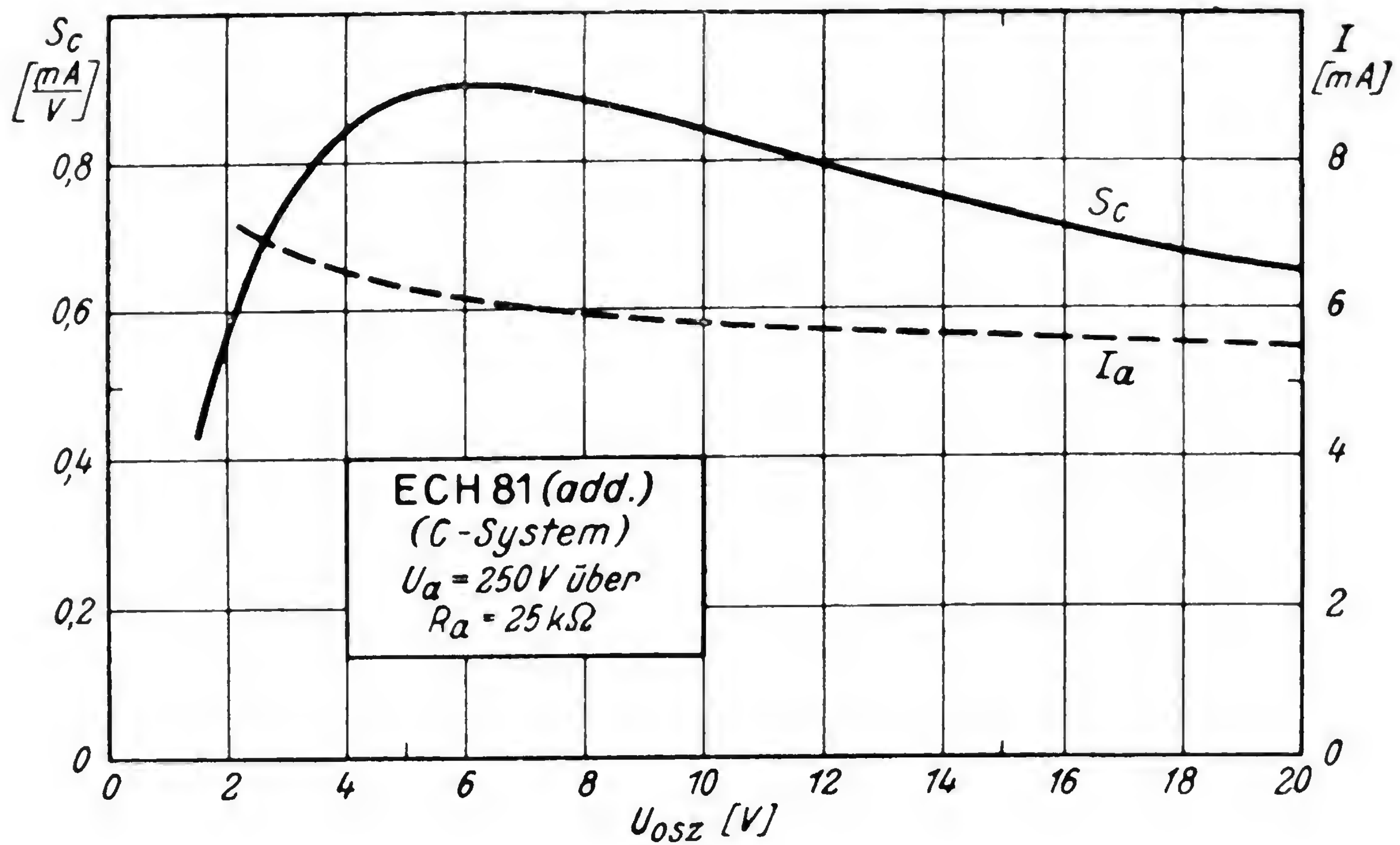


Bild 8

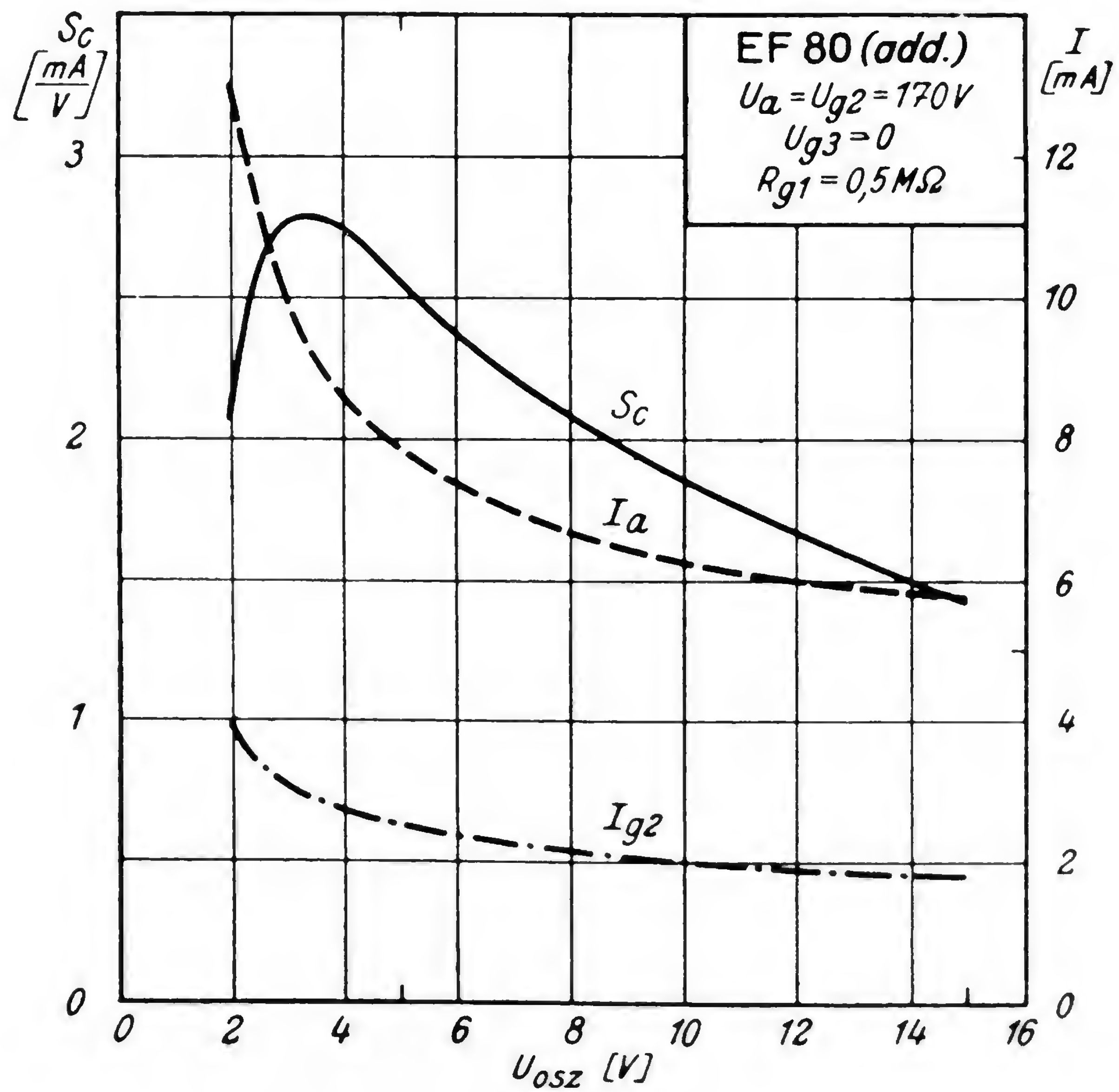


Bild 9

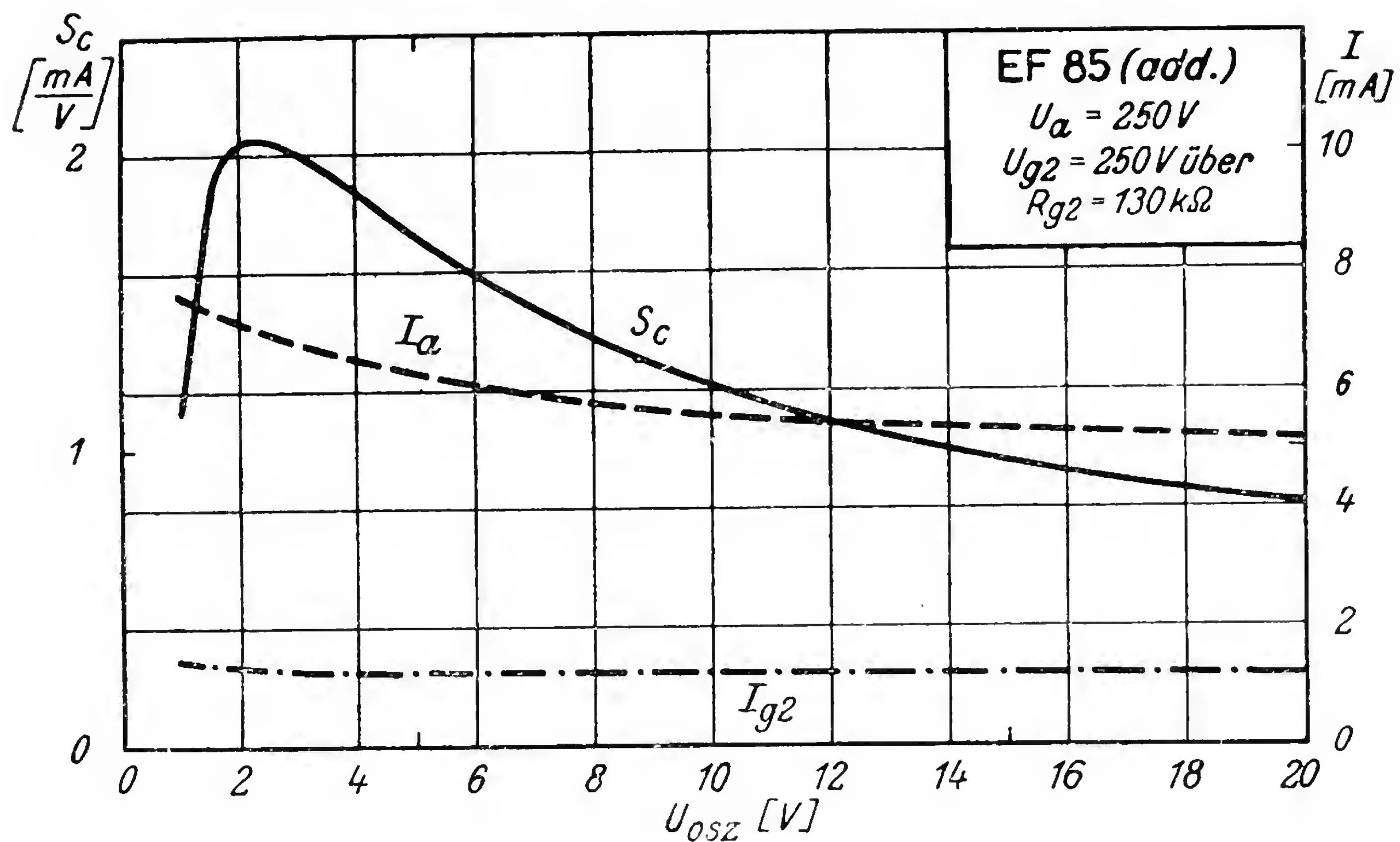


Bild 10

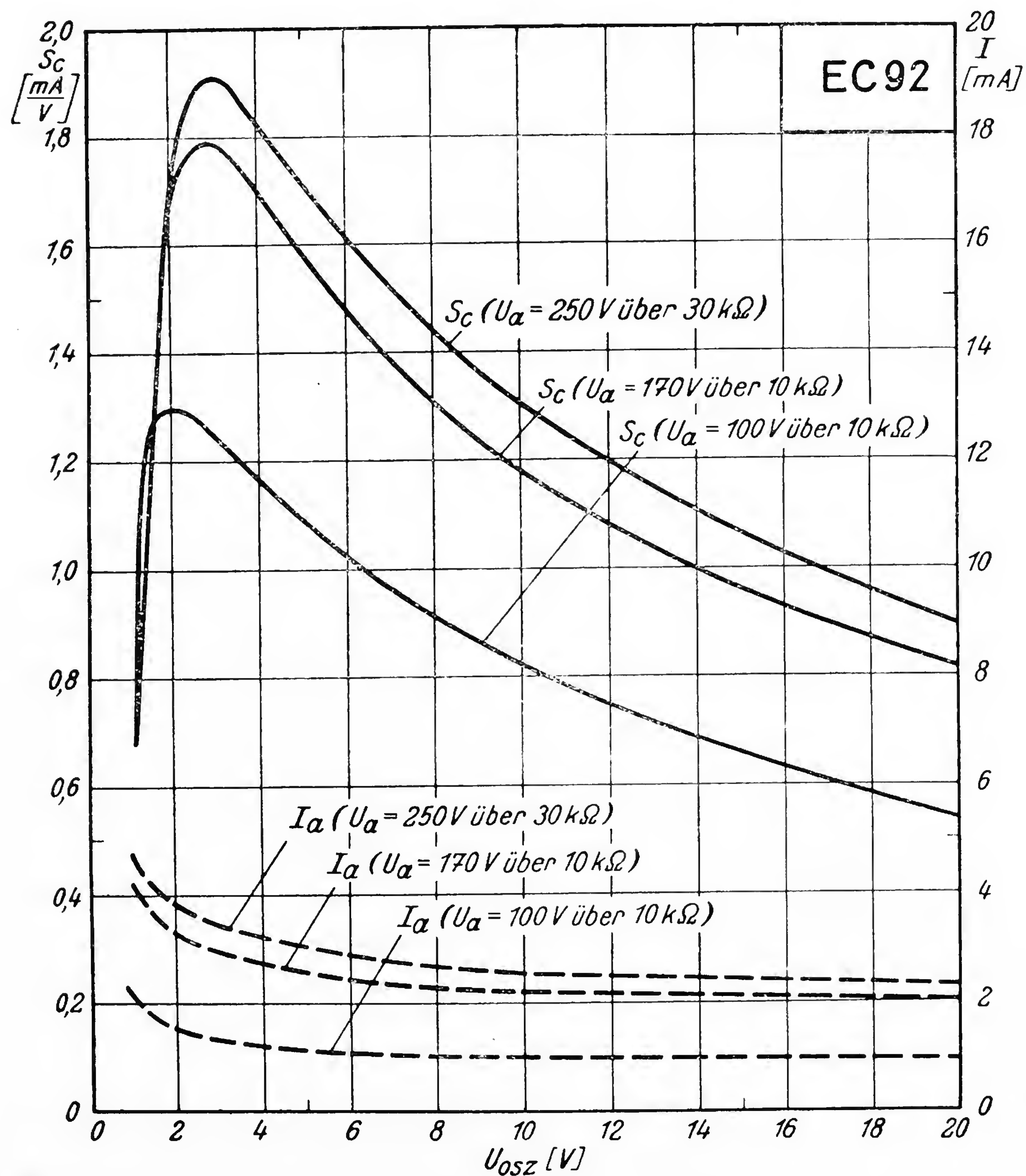


Bild 11

additiver Mischung und bei einer geradlinig geknickten Kennlinie ergeben würde, wäre dieser Quotient $= \frac{1}{\pi}$. Der Wert S_{\max} ist dabei oft wesentlich größer als der für lineare Verstärkung im Normalarbeitspunkt angegebene Steilheitswert einer Röhre.

3. Vergleich der Anforderungen an AM- und UKW-FM-Mischstufen

Die verschiedenen möglichen Mischschaltungen unterscheiden sich außer durch die bereits besprochene Steuerungsart und die dabei erzielbare Mischsteilheit noch durch den röhrenmäßigen Aufwand, durch die Mittel zur gegenseitigen Entkopplung von Empfangskreis, Oszillatorkreis und Zf-Kreisen, durch die Regelfähigkeit und durch das Verhältnis des Röhrenrauschens zum Empfang.

In den AM-Rundfunkempfängern kam es besonders darauf an, mit geringstem Schaltungsaufwand eine ausreichende Entkopplung der Kreise zu erzielen und die Möglichkeit für eine Verstärkungsregelung durch Gittervorspannungsänderung zu gewinnen. Die Größe der Mischsteilheit war erst in zweiter Linie wichtig, und das Röhrenrauschen spielte, wenigstens im Mittel- und im Langwellenbereich, noch keine Rolle. Deshalb hat sich dort eindeutig die multiplikative Mischung in Hexoden, Heptoden, Oktoden durchgesetzt. In Europa werden daher vorwiegend kombinierte Trioden-Hexoden bzw. Trioden-Heptoden verwendet, wobei das Triodensystem zur Erzeugung der Oszillatorschwingung verwendet wird. Dadurch, daß der Empfangskreis und der Überlagererkreis an getrennten Steuergittern des Mischröhrensystems liegen und außerdem zwischen dem 2. Steuergitter und der Anode noch mindestens ein hochfrequenzmäßig mit Masse verbundenes Gitter liegt, sind Empfangs- oder Eingangskreis, Oszillatorkreis und Zf-Kreis von vornherein soweit gegeneinander entkoppelt, daß meist keine besonderen Schutzmaßnahmen mehr nötig sind. Außerdem ergibt sich die Möglichkeit einer Verstärkungsregelung der Mischstufe durch Beeinflussung der Mischsteilheit mittels einer negativen Vorspannung am „Empfangsgitter“, ohne daß dadurch die Amplitude und Frequenz der Oszillatorschwingung unzulässig beeinflusst würden.

Ein wesentlicher Grund für die Entwicklung der multiplikativen Mischstufen war seinerzeit auch der gewesen, daß es nach diesem Prinzip möglich erschien, Oberwellen-Pfeifstellen und Mehrfach-Empfang starker Sender zu vermeiden [2]. Soll dieser Vorteil jedoch wirklich eintreten, so darf die Empfangsgitter-Steilheit durch das Überlagerergitter nur soweit durchgesteuert werden, als noch ein linearer Zusammenhang zwischen der Spannung am Überlagerergitter und dieser Steilheit besteht. Die notwendige Folge einer so vorsichtigen Durchsteuerung ist aber eine Ver-

ringerung der Mischsteilheit auf bestenfalls etwa die Hälfte der maximal erzielbaren. Aus diesem Grunde wird eine solche „ideale multiplikative Mischung“ in der Praxis der Rundfunkempfänger nicht angewandt.

Beim UKW-Empfang treten für die Wahl der Mischstufe andere Gesichtspunkte in den Vordergrund. Man muß hier mit möglichst geringem Röhrenaufwand hohe Verstärkung erzielen und auf geringstes Rauschen achten. Eine Verstärkungsregelung der Mischstufe ist nicht erforderlich. Die Entkopplung der Zf-Seite gegenüber dem Oszillatorkreis ist unkritisch, weil der Frequenzabstand groß ist. Dagegen reichen die beim AM-Empfang gebräuchlichen Mittel zur Trennung des Empfangskreises vom Oszillatorkreis nicht aus, um bei einer Mischstufe, welche direkt mit der Antenne gekoppelt werden soll, den auf die Antenne gelangenden Anteil der Oszillatorspannung genügend klein zu halten. — Im übrigen ist auch eine gute Konstanz der Oszillatorfrequenz wichtig.

Aus diesen andersartigen Bedingungen, vor allem dem Wegfall einer Verstärkungsregelung der Mischstufe beim UKW-Empfang, ergeben sich große Vorteile der additiven Mischung. Beim gegenwärtigen Stand der Röhrenkonstruktion kann man mit Trioden und Pentoden merklich höhere Werte von S_{\max} und damit auch von S_c erreichen als mit Doppelsteuerröhren. Da letztere außerdem infolge der grundsätzlich ungünstigeren Stromverteilung auch ein außerordentlich großes Stromverteilungsrauschen besitzen, erhält man gegenüber der additiven Mischung einen gewaltigen Unterschied des äquivalenten Rauschwiderstandes, der ja bekanntlich etwa dem Verhältnis des Schirmgitterstromes zum Katodenstrom proportional und dem Quadrat der Mischsteilheit umgekehrt proportional ist [3].

Von besonderer Bedeutung ist, daß man durch den Fortfall der Verstärkungsregelung die Möglichkeit hat, die Oszillatorschwingung durch die Mischröhre selbst hervorzubringen: selbstschwingende Mischstufe. Beim AM-Empfang sind Lösungen dieser Art nicht möglich. Um die Verstärkung durch Änderung der Gittervorspannung der Mischröhre regeln zu können, braucht man dort ein getrenntes Entladungssystem für die Schwingungserzeugung. Aber auch bei einem Verzicht auf Regelung der Mischstufe würden sich beim AM-Empfang Schwierigkeiten ergeben, wenn man die Mischröhre selbstschwingend betreiben wollte. Das Verhältnis der höchsten zur niedrigsten Abstimmfrequenz ist in den einzelnen AM-Bereichen sehr groß, so daß es kaum möglich erscheint, die Schwingamplitude des Oszillators innerhalb eines ganzen Bereiches auf einer gleichen optimalen Größe zu halten. Dazu kommt die Gefahr von Amplitudenverzerrungen beim Auftreten starker Empfangsspannungen, wenn die Gittervorspannung für die selbstschwingende Mischröhre in der üblichen

Weise durch eine RC-Kombination erzeugt würde. Im 100-MHz-FM-Rundfunkband ist der Durchstimmbereich des Oszillators relativ klein, so daß sich die Oszillatorspannung ohne Schwierigkeit innerhalb der notwendigen engen Grenzen halten läßt. Ferner sind Amplitudenverzerrungen, welche bei hohen Eingangsspannungen auftreten können, bei FM-Empfang mit Begrenzung ohne wesentlichen Einfluß auf die Wiedergabequalität. Verzerrungen können dann praktisch nur auf dem Umweg über Frequenzänderungen der Oszillatorschwingung entstehen.

Besonders die selbstschwingenden additiven Trioden-Mischstufen sind daher für den UKW-FM-Empfang sowohl hinsichtlich des Röhren-Aufwandes als auch mit Rücksicht auf das Rauschen am günstigsten. Es soll später noch näher ausgeführt werden, wie bei solchen Stufen auch eine ausreichende Entkopplung zwischen Oszillatorkreis und Empfangskreis erreicht werden kann. — Hier ist noch ein weiterer Vorteil gegenüber der multiplikativ verwendeten Hexode zu nennen: der Eingangswiderstand R_e ist bei additiv verwendeten Mischröhren viel größer. Dafür gibt es zwei Gründe. Der eine liegt darin, daß bei additiver Mischung der Anodenstrom und die Steilheit im Takt der Oszillatorspannung periodisch von Null bis zu einem Maximalwert durchgesteuert werden. Da der Eingangswiderstand der Steilheit etwa umgekehrt proportional ist, schwankt er also zwischen Unendlich und dem Wert für S_{\max} . Er wird also etwa doppelt so groß, als wenn die Röhre statisch in einem Arbeitspunkt mit der Steilheit S_{\max} betrieben wird, wie dies bei der multiplikativen Mischung in einer Hexode bzw. Heptode für die Gesamtsteilheit der Fall ist. Der andere Grund liegt darin, daß bei den letztgenannten sogenannten Doppelsteuer-Mischröhren außerdem der Wert des Eingangswiderstandes durch die vor dem Oszillatorgitter umkehrenden Elektronen nochmals merklich gegenüber dem statisch zu S_{\max} gehörenden Wert verringert wird.

Die folgende **Tabelle** enthält die Werte von S_c , R_a und R_e sowie die zugehörigen optimalen Betriebswerte für die wichtigsten UKW-Mischröhren. Man ersieht daraus, wie die genannten drei Größen bei der multiplikativen Heptoden- bzw. Hexodenmischung vielfach schlechter liegen als bei den additiven Mischröhren. Die größten Werte der Mischsteilheit erzielt man mit den Pentoden EF 80 und EF 85, doch liegen deren Eingangswiderstände niedriger als diejenigen der Triode EC 92. Man gewinnt deshalb praktisch mit den Pentoden nicht viel an Mischverstärkung gegenüber der letzteren Triode, weil die Antennentransformation bei den Pentoden entsprechend etwas niedriger wird. Auch liegen die Rauschwiderstände bei den Pentoden wesentlich schlechter.

Zur Frage der UKW-Mischstufen

Günstigste Betriebsdaten für Mischröhren im UKW-Band (100 MHz)

Mischart Röhre	U_a	U_{g2}	I_a mA	I_{g2} mA	U_{g1} V	$U_{osz.}$ $= R_g \cdot I_g$ V	R_{g1} k Ω	S_c mA/V	$R_{\bar{a}}$ k Ω	R_e k Ω
Trioden, additiv										
EC 92/UC 92	250 üb. 30 k Ω		3,4			3	1000	1,9	2	13
	170 V üb. 10 k Ω		2,9			2,7	1000	1,8	2,3	12
	100 V üb. 10 k Ω		1,4			1,7	1000	1,3	3	10
ECH 81 Triode	250 V üb. 25 k Ω		6,2			6	1000	0,9	4	7
Pentoden, additiv										
EF 80	170 V	170 V	9	2,8		3,5	500	2,8	5,5	6
EF 85	250 V	250 V üb. 130 k Ω	7	1,1		2,5	500	2,1	8	6
Heptode } Hexode } multiplikativ										
ECH 81 Heptode	250 V	250 V üb. 22 k Ω	3,8	6,5	— 2	8 an 47 k Ω		0,73	70	1,2
ECH 42 Hexode	250 V	250 V üb. Teiler 27+27 k Ω	3	3	— 2	7,7 an 22 k Ω		0,75	75	1,8

4. UKW-Schwingschaltungen

Die Schwingungserzeugung im UKW-Gebiet macht im allgemeinen keine besonderen Schwierigkeiten. Bei dem relativ schmalen Frequenzbereich, den der UKW-Oszillator bestreichen muß, können verhältnismäßig kleine Schwingkreiskapazitäten gewählt werden, mit denen man innerhalb dieses Bereiches ein sicheres und genügend gleichmäßig starkes Schwingen erzielt. Die Schwingkreisdämpfungen liegen zwischen etwa 0,5 und 1,7 %, wobei der kleinste Wert für einen Kreis mit hochwertigem UKW-Dreh-

kondensator und einer eisenlosen Spule gilt, der größte Wert für einen Kreis mit Permeabilitätsabstimmung bei voll eingeschobenem UKW-Massekern.

a) Rückkopplungsarten

Für die Rückkopplung gibt es viele Möglichkeiten; es können im wesentlichen dieselben Schaltprinzipien verwendet werden, wie bei längeren Wellen, wenn man nur auf aller kürzeste Leitungsführung achtet. Die geringsten Schwierigkeiten ergeben die „Dreipunktschaltungen“, welche mit kapazitiver (Bild 12) oder auch mit induktiver Spannungsteilung (Bild 13) aufgebaut werden können. Die größte Schwingfähigkeit erzielt

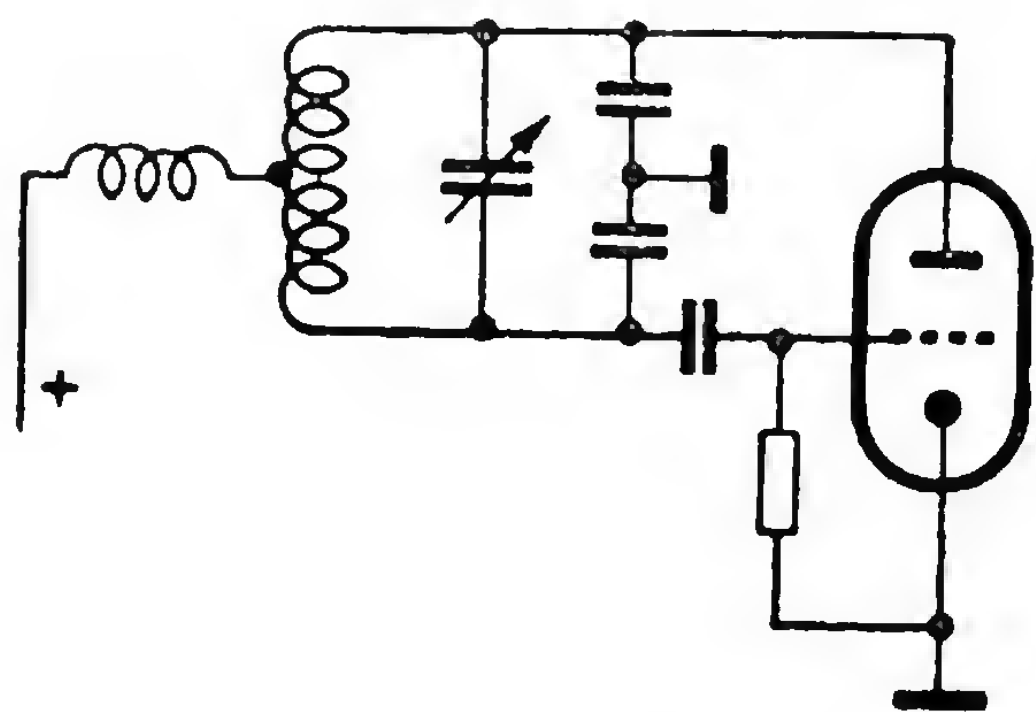


Bild 12. Dreipunkt-Oszillator mit kapazitiver Spannungsteilung

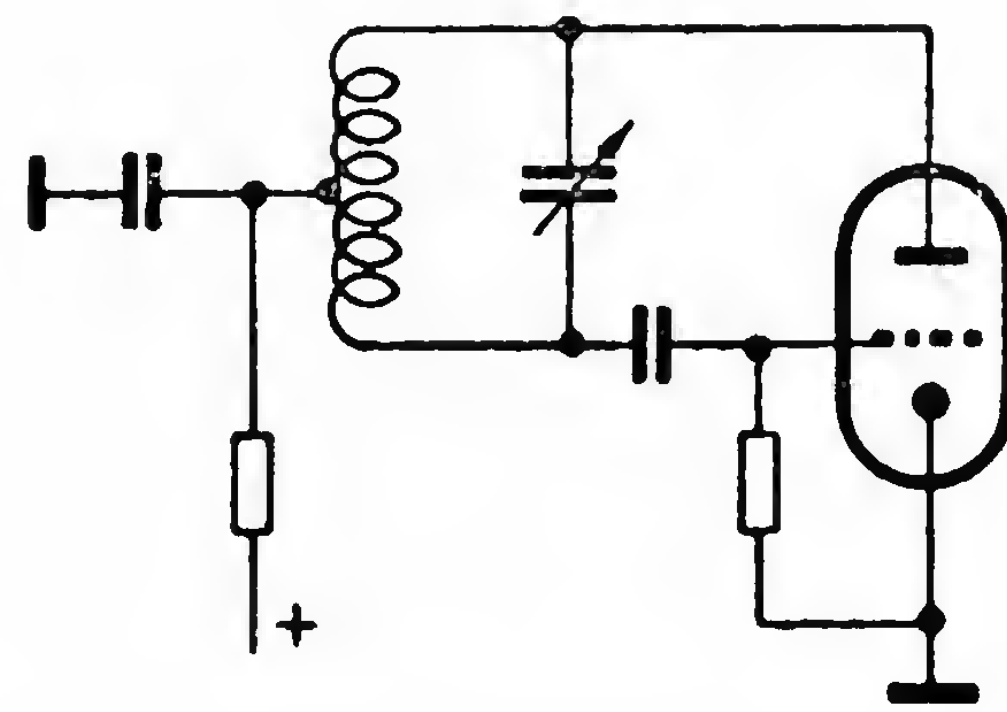


Bild 13. Dreipunkt-Oszillator mit induktiver Spannungsteilung

man für einen gegebenen Schwingkreis bei einer solchen Spannungsteilung, bei welcher die Anodenwechselspannung etwa das 1...1,5fache der Gitterspannung beträgt. Es empfiehlt sich, stets ein solches Teilverhältnis zu wählen. Wird dann bei einem Aufbau die Schwingspannung zu groß, so muß der Kreis ein kleineres $\frac{L}{C}$ -Verhältnis erhalten. Schwingt dagegen der Oszillator noch zu schwach, so muß das $\frac{L}{C}$ -Verhältnis vergrößert oder, wenn möglich, der Kreis dämpfungsärmer aufgebaut werden. Bei L-Abstimmung kommen dann Gesamtschwingkreiskapazitäten (einschließlich Röhre) von 20...30 pF in Frage; bei C-Abstimmung kann man $C_{\max} \approx 30...50$ pF wählen, wobei die größeren C-Werte jeweils für steilere Schwingtrioden (z. B. EC 92) gelten.

Bei kapazitiver Spannungsteilung kann man, besonders bei Verwendung eines symmetrischen Drehkondensators, oft auf den Einbau von besonderen Teilerkondensatoren verzichten. Es wird dann allein durch die Röhren- und Schaltkapazitäten eine etwa passende Teilung bewirkt; doch wird man in jedem Falle das Teilverhältnis kontrollieren müssen. Weicht es wirklich von dem optimalen ab, so kann man durch Zuschalten einer kleinen Kapazität — meist zwischen Katode und Anode — eine

bessere Schwingfähigkeit erreichen. Ein besonderer kapazitiver Spannungsteiler verbessert in jedem Falle die Frequenzstabilität gegenüber Betriebsspannungsschwankungen; die Rückkopplung wird um so phasenreiner, je größer die Teilkapazitäten sind.

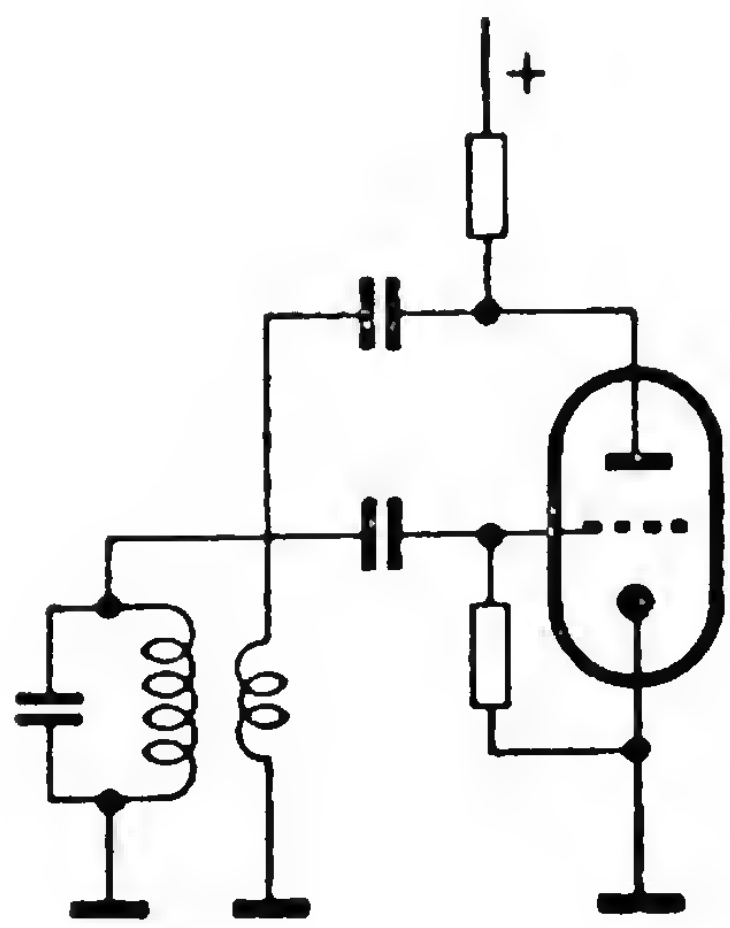


Bild 14. Oszillator mit Gitterschwingkreis und induktiver Rückkopplung aus der Anodenleitung

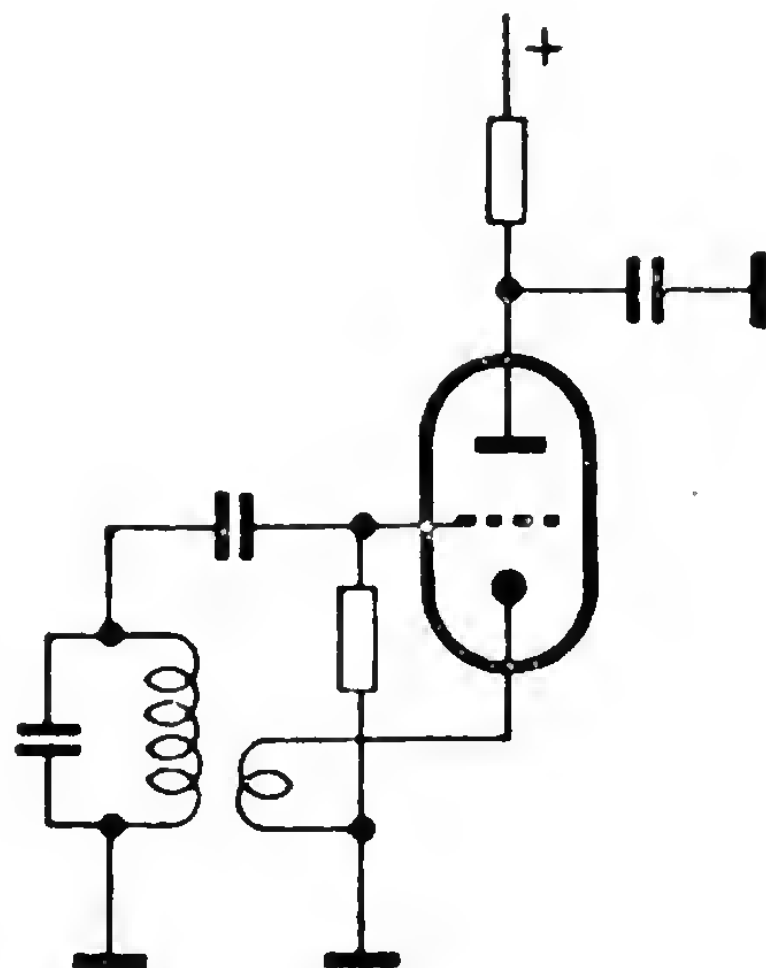


Bild 15. Oszillator mit Gitterschwingkreis und induktiver Rückkopplung aus der Katodenleitung

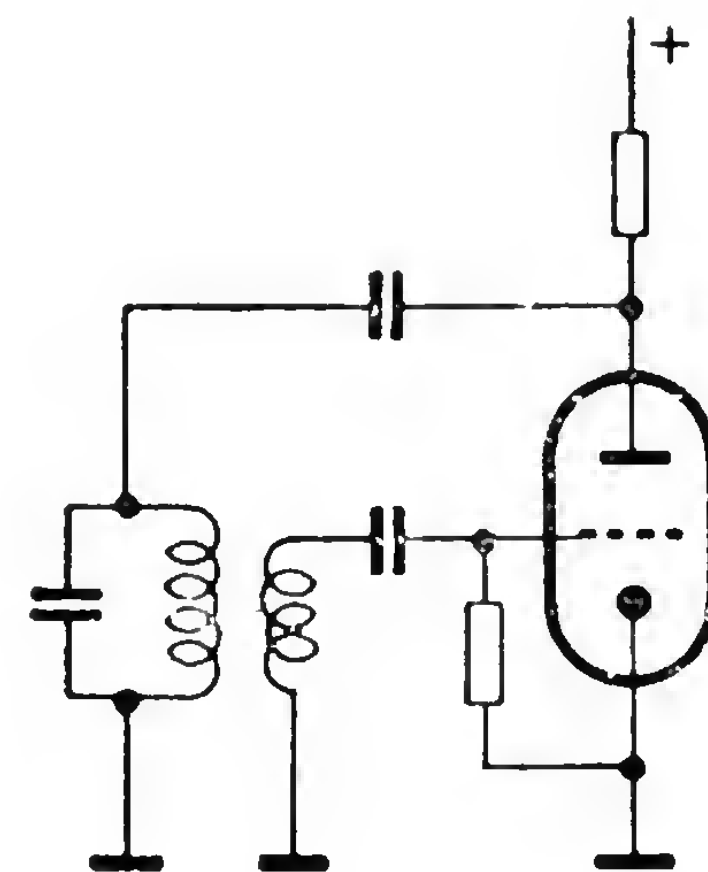


Bild 16. Oszillator mit Anodenschwingkreis und induktiver Rückkopplung

Besonders dann, wenn die Anschwingsteilheit der Oszillatorröhre $\geq 3 \text{ mA/V}$ ist, kann man oft mit Vorteil eine Schwingschaltung mit induktiver Rückkopplung, nach Art der bekannten Meißner-Schaltung, anwenden. Es kommen dafür im wesentlichen die drei Grundschaltungen in Frage, die in den Bildern 14, 15 und 16 dargestellt sind. Damit die Schaltungen möglichst phasenrein, d. h. frequenzstabil arbeiten, soll der Kopplungsfaktor zwischen Schwingkreis- und Rückkopplungsspule möglichst groß sein. Wichtig sind auch äußerst kurze Verbindungen zwischen den Spulenanschlüssen und der Röhrenfassung, besonders auf der Katodenseite bei der Schaltung nach Bild 15, denn jede in der Katodenleitung befindliche Zusatzselbstinduktion wirkt gegenkoppelnd bzw. dämpfungsvermehrend [4]. Die beste Frequenzstabilität wird man im allgemeinen mit der Schaltung nach Bild 16 erhalten. Dort liegt die Anodenseite der Röhre parallel zum frequenzbestimmenden Kreis. Die anodenseitige Röhrenkapazität hängt bekanntlich weniger von Betriebsspannungsänderungen ab als die Eingangskapazität; doch ist der Unterschied bei den UKW-Oszillatoren der Praxis nicht so groß, als man vielleicht erwarten könnte, weil Gitter- und Anodenwechselspannung in ihrer Größe nicht sehr verschieden sind und dadurch die Änderungen der Gitterkapazität entsprechend in den Anodenkreis hineintransformiert werden. Günstig für die Frequenzstabilität ist jedenfalls ein möglichst dämpfungsarmer Kreis mit möglichst großer Kapazität.

b) Wilde Schwingungen im Gebiet der Dezimeterwellen

Röhren mit großer Anschwingsteilheit bringen in Dreipunkt-Oszillatorschaltungen oft die Gefahr mit sich, daß an Stelle der gewünschten Frequenz Schwingungen mit einer vielfach höheren Frequenz entstehen. In **Bild 17** ist für eine Dreipunktschaltung dargestellt, in welcher Weise sich eine solche Dezimeterschwingung erregen kann. Der eigentliche Schwingkreiskondensator wirkt dann praktisch als Kurzschluß, die eigentliche

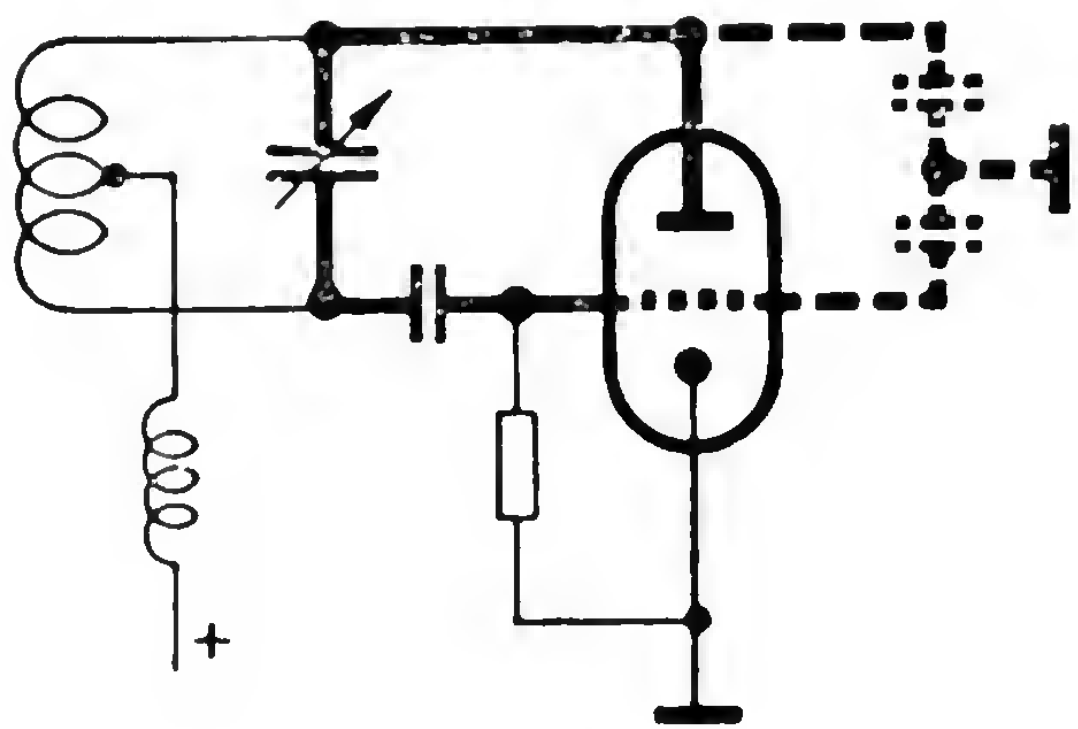


Bild 17. Entstehung wilder Dezimeterschwingungen in einer Dreipunktoszillatorschaltung

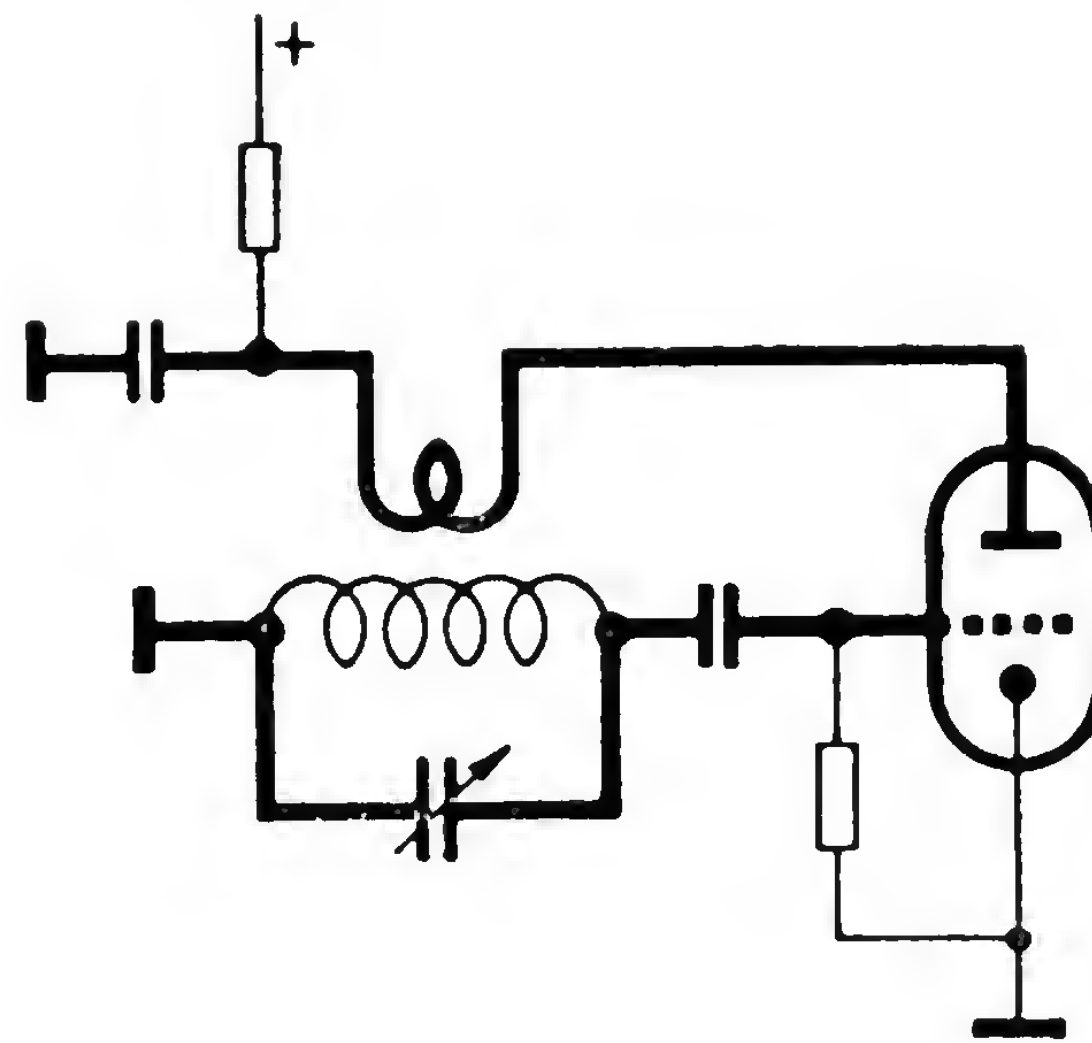


Bild 18. Entstehung wilder Höchstfrequenzschwingungen in einem induktiv rückgekoppelten Oszillator

Schwingkreisspule als zusätzliche Zuleitungs-drossel, während die Gitter-Anoden-Kapazität die hauptsächlich frequenzbestimmende Kapazität, und die Leitungen vom Schwingkreiskondensator zu den Röhrenelektroden die frequenzbestimmende Selbstinduktion darstellen. Die Schwingfrequenz liegt dabei meist im Gebiet von 300...400 MHz.

Nun wird man schon aus anderen Gründen bei solchen Röhren oft Schaltungen mit induktiver Rückkopplung bevorzugen. Bei diesen ist die Gefahr solcher wilder Schwingungen wesentlich geringer; grundsätzlich aber können sie auch bei solchen Schaltungen in ähnlicher Weise zustandekommen. **Bild 18** soll andeuten, wie dann wieder für die höhere Frequenz eine Dreipunkt-Rückkopplung auftreten kann, hier in Form einer Spannungsteilung zwischen zwei Induktivitäten. Die eine Induktivität ist diejenige der Anodenleitung einschließlich der Rückkopplungsspule, die andere wird durch den dick gezeichneten Leitungszug auf der Gitterseite gebildet. Die Kapazität des Abstimmkondensators stellt wieder annähernd einen Kurzschluß dar; die eigentliche Schwingkreisspule bildet dazu nur einen unbedeutenden Nebenschluß relativ hoher Impedanz.

Man wird nun einen Oszillatoraufbau stets so einzurichten suchen, daß von vornherein keine solchen Schwingungen einer falschen Frequenz auftreten. Bei induktiver Rückkopplung ist die Gefahr des falschen Schwin-

gens praktisch nur gegeben, wenn ein kernloser Rückkopplungstransformator verwendet wird. Enthält der letztere nämlich einen Kern aus UKW-Eisen, so wirkt dieser für die höhere (falsche) Frequenz fast immer so stark dämpfend, daß diese sich nicht erregen kann. Man sollte die Anodenwindungen dann sicherheitshalber noch mit möglichst kleinem radialen Abstand vom Kern aufbringen, während der radiale Abstand der Schwingkreiswindungen vom Kern, also deren Durchmesser, oft größer gewählt wird, damit die Schwingkreisdämpfung durch den Kern geringer bleibt und der Durchstimmbereich die richtige Größe erhält.

Bei den Dreipunkt-Oszillatorschaltungen ist es häufig nicht möglich, durch die bloße Dimensionierung die Gefahr der Erregung einer unerwünschten Frequenz zu vermeiden, wenn sehr steile Röhren hohen Eingangswiderstandes verwendet werden. Man muß sich dann durch Einbau eines stark frequenzabhängigen Dämpfungsgliedes helfen, das in die Gitter- oder Anodenleitung gelegt wird. Meist wird man mit einem räumlich kleinen Widerstand ($\frac{1}{10}$ -Watt-Ausführung) von $60\ \Omega$, welcher mit einer Selbstinduktion von $0,02\ldots 0,03\ \mu\text{H}$ überbrückt ist (2 bis 3 Windungen Draht von 0,5 mm Stärke, Windungs-Durchmesser ca. 6 mm) eine völlig sichere Unterdrückung der falschen Schwingungen erreichen, ohne daß für die richtige Oszillatorfrequenz eine unzulässige Zusatzdämpfung bewirkt wird. Die dämpfende Wirkung eines solchen im Zuge einer Elektrodenzuleitung liegenden Gliedes steigt etwa mit der 4. Potenz der Frequenz.

c) Pendeln des Oszillators (Überschwingen)

Wie dies schon beim AM-Super, besonders in den Kurzwellenbereichen, bekannt ist, müssen bei Oszillatoren oft besondere Vorsichtsmaßnahmen getroffen werden, damit nicht eine periodische Selbstunterbrechung des Schwingens („Überschwingen“ oder „Pendeln“) eintritt, ähnlich derjenigen, welche bei Pendelrückkopplungsempfängern bewußt ausgenützt wird [5]. Beim UKW-FM-Super dürfen Oszillator-Pendelungen ebenso wenig auftreten wie beim AM-Super. Es sei deshalb an dieser Stelle etwas näher darauf eingegangen, wie derartige Schwingungsunterbrechungen sich auswirken, wie sie entstehen und wie sie zu vermeiden sind.

Meist liegt die Frequenz der Pendelungen eines UKW-Oszillators oberhalb des Hörbereiches ($f_p > 20\ 000\ \text{Hz}$). Es ist also nicht unmittelbar ein niederfrequenter Pfeif- oder Heulton zu erwarten, doch ergeben sich trotzdem Empfangsstörungen, wenn auch in komplizierterer Art.

Eine periodisch unterbrochene Schwingung (Bild 19) können wir als amplitudenmodulierte Schwingung mit einem Modulationsgrad von $m \geq 100\ \%$ auffassen. Ihr Frequenzspektrum weist außer der Trägerfrequenz f_0 eine Anzahl Seitenfrequenzen f_i auf, welche von einander jeweils einen

Pendeln des Oszillators (Überschwingen)

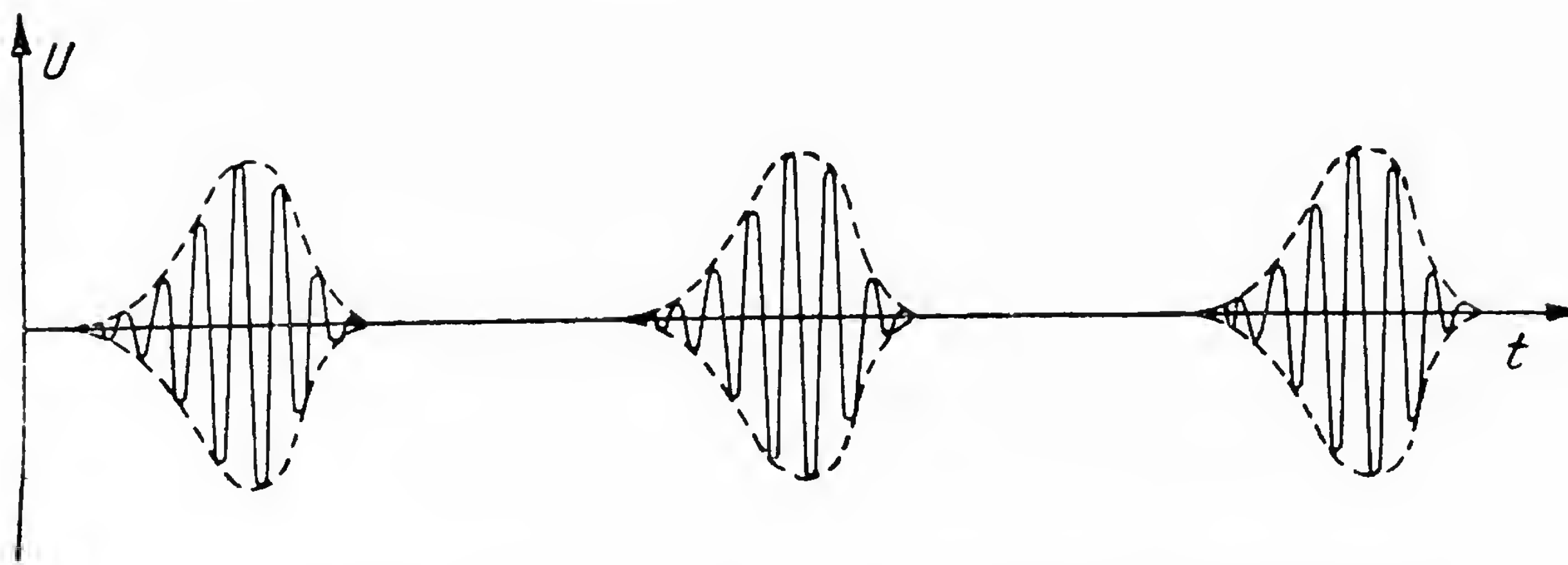


Bild 19. Periodisch unterbrochene Oszillator-Schwingung

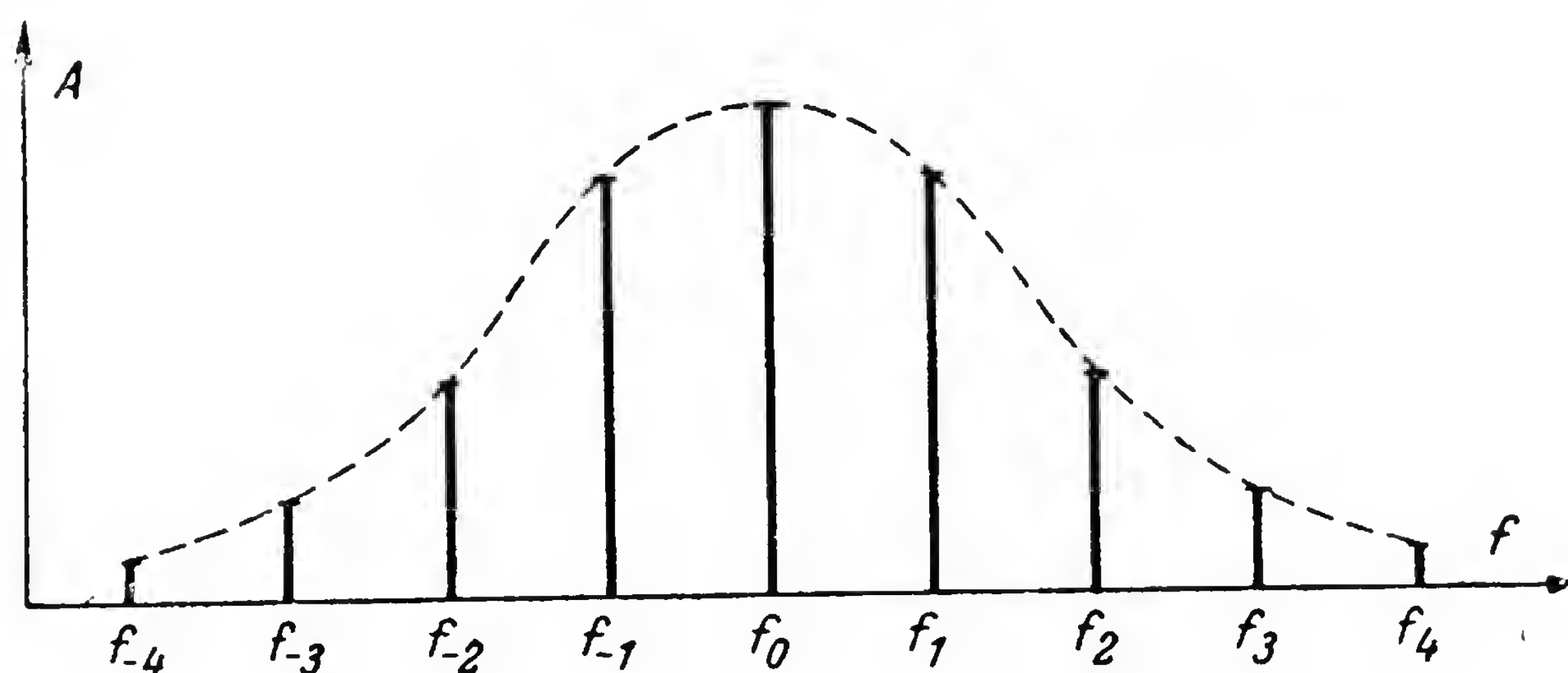


Bild 20. Frequenzspektrum eines Oszillators beim Auftreten von Schwingungsunterbrechungen

Abstand gleich der Grundfrequenz der Pendelungen haben :

$$f_i - f_{i-1} = f_p$$

(Bild 20). Die Amplituden der Seitenfrequenzen nehmen nach außen hin, d. h. mit höher werdendem Index, ziemlich rasch ab. In einer Superschaltung erhält man also, wenn der Oszillator pendelt, statt einer einzigen Oszillatorfrequenz deren mehrere, was man z. B. mit einem Überlagerungsfrequenzmesser feststellen kann. Wenn nun die Frequenz, mit welcher die Schwingung unterbrochen wird, weit genug über der Hörgrenze liegt, so könnte trotzdem ein Einzelsender noch empfangen werden, wenn die Empfangsfrequenz entweder mit der Trägerfrequenz oder mit einer der Seitenfrequenzen zusammen die richtige Zwischenfrequenz hervorbringt. Man würde dann lediglich bemerken, daß man nicht nur bei einer einzigen Einstellung des Oszillator-Drehkondensators Empfang bekommt, sondern an mehreren, nahe beieinanderliegenden Stellen in fast gleicher Stärke. In Wirklichkeit hat man aber besonders in den AM-Bereichen die einfallenden Sender in so dichter Wellen-Nachbarschaft, daß sich bei pendelndem Oszillator stets Pfeifstörungen ergeben. Auch beim UKW-FM-Empfang besteht trotz des viel größeren Sender-Abstan-

des die Gefahr, daß sich mehrere Sender gegenseitig stören, wenn der Überlagerer mit einer verhältnismäßig hohen Frequenz pendelt. Insbesondere aber ist ein pendelnder Oszillator oft so stark verrauscht, daß schon aus diesem Grunde der Empfang unbrauchbar wird. Außerdem werden sich beim FM-Empfang oft nichtlineare Verzerrungen ergeben, weil das entstehende Zf-Spektrum um die Breite des Oszillator-Spektrums verbreitert und damit der lineare Teil der Diskriminatorkurve überschritten wird.

Abgesehen von diesen Störungsmöglichkeiten erhält man selbstverständlich bei periodisch unterbrochener Oszillatorschwingung in jedem Falle eine entsprechende Einbuße an Mischverstärkung.

Ein solches Überspringen des Oszillators hängt zunächst mit der „Gitterzeitkonstante“ zusammen. Die Gittervorspannung für eine als Oszillator schwingende Röhre wird praktisch immer durch den Spannungsabfall des beim Schwingen entstehenden Gittergleichstromes am Gitterableitwiderstand erzeugt. Eine solche Art der Gittervorspannungserzeugung soll im Sinne einer Stabilisierung der Schwingamplitude wirken. Wenn diese durch irgend einen Einfluß ins Steigen kommt, so steigt der Gitterstrom ebenfalls und soll dadurch eine stärker negative Gittervorspannung hervorbringen, welche dem Amplitudenanstieg entgegenwirkt. Für die Ausbildung dieser Gitterspannungsänderung wirkt aber die Kapazität des Gitterkondensators verzögernd, so daß die Vorspannung der Schwingspannungsänderung nicht unmittelbar folgen kann. Wenn nun die Schwingung sehr schnell anwächst, bevor eine Gegenregulierung durch die Vorspannung genügend wirksam wird, so wird die Schwingamplitude unstabil; es bilden sich dann Amplituden-Pendelungen oder völlige periodische Schwingungsunterbrechungen des Oszillators aus. Die Gefahr wächst einerseits mit der Größe des Gitterkondensators und des Gitterableitwiderstandes, andererseits mit kleiner werdender Schwingkreiskapazität und — sehr schnell — mit stärker werdender Rückkopplung. Leider ist man bezüglich der Größe der Schwingkreiskapazität und der Rückkopplung gewöhnlich durch andere Bedingungen gebunden.

Wenn das betreffende Röhrensystem nur zur Erzeugung der Oszillatorschwingung und nicht zugleich zur Mischung dient, so wählt man die Rückkopplung für einen UKW-Oszillator meist so, daß die mittlere Steilheit beim Schwingen etwa 45...60 % der Answingsteilheit beträgt. Um ein Überspringen zu vermeiden, macht man dann die Gitter-Zeitkonstante klein, indem man den Gitterkondensator mit 20...50 pF und den Ableitwiderstand mit 20...50 k Ω wählt, was gewöhnlich eine ausreichende Sicherheit ergibt. Es sei bemerkt, daß es im allgemeinen leichter ist, einen Oszillator im UKW-Bereich stabil zu bekommen als in einem nicht unterteilten KW-Bereich. Im letzteren Falle hat man innerhalb des sehr großen

Durchstimmbereiches auch relativ große Änderungen der Schwingkreisverluste und braucht deshalb eine relativ starke Rückkopplung, welche am kurzwelligen Bereichs-Ende eine erhöhte Pendelgefahr mit sich bringt. In dem relativ kleinen Durchstimmbereich eines UKW-Oszillators sind die Schwingungs-Änderungen viel kleiner, so daß man mit einer viel geringeren Rückkopplungs-Reserve auskommt. Besonders stabil sind Oszillatoren mit eisenlosen Spulen und C-Abstimmung, weil diese — bei gleicher Rückkopplung — wegen der geringeren Kreisverluste ein größeres Schwingkreis-C aufweisen dürfen. In jüngster Zeit sind nun besonders selbstschwingende Mischschaltungen mit Trioden oder Pentoden wichtig geworden. Bei derartigen Mischstufen ist es nicht zweckmäßig, die angegebene Bemessung der Gitterglieder zu übernehmen. Besonders, wenn man ohne UKW-Vorstufe günstigste Rauschabstände erzielen will, muß der durch die Schwingungen entstehende Gittergleichstrom so klein bleiben, daß sein Beitrag zum Rauschen der Mischröhre nicht ins Gewicht fällt. Bei Trioden, welche bekanntlich ein relativ geringes Anodenstromrauschen aufweisen, muß man den Gitterableitwiderstand $R_g > 0,5 \text{ M}\Omega$ machen, um diese Bedingung zu erfüllen, während man bei Pentoden mit $R_g > 0,2 \text{ M}\Omega$ auskommt.

Außerdem gibt es, wie wir später in dem Abschnitt über die Anodenrückwirkung (S. 71) noch sehen werden, Gründe, weshalb man mit der Kapazität des Gitterkondensators ebenfalls auf höhere Werte (ca. 50 pF) gehen wird. Durch diese Anforderungen an die Größe des Ableitwiderstandes und des Gitterkondensators wird die Zeitkonstante der Gitterkombination soweit vergrößert, daß zusätzliche Maßnahmen notwendig werden, um bei solchen Mischstufen die Gefahr des Überschwingens wieder zu beseitigen.

Vom Arbeiten mit Pendelrückkopplungsschaltungen dürfte weithin bekannt sein, daß man beim Vorhandensein eines größeren ohm'schen Widerstandes in der Anodenleitung nur dann ein starkes Pendeln bekommt, wenn außerdem eine genügend große Parallelkapazität vorhanden ist, aus welcher die Röhre dann ihre Anodenstromstöße beim Hochschwingen beziehen kann. Außer der Gitterzeitkonstante kommt also für das Überschwingen auch die Anodenzeitkonstante in Betracht; freilich ist ihr Einfluß geringer als der der ersteren. Nachdem nun Schwingtrioden in Mischstufen meist sowieso ihren Anodenstrom über einen ohm'schen Widerstand (z. B. 30 k Ω) zugeführt bekommen, wird man in manchen Fällen die hinter diesem Widerstand nach Masse zu liegenden Kapazitäten so klein halten können, daß kein Überschwingen mehr eintreten kann. Eine noch wirksamere Gegenmaßnahme erhält man gewissermaßen automatisch bei Anwendung der später zu beschreibenden Triodenschaltungen mit „Zf-Brücke“ (Vgl. 3. Aufsatz in diesem Buch, Abschnitt: Mittel zur Be-

seitigung der Anodenrückwirkung, S. 77, bei denen der Fußpunkt des Empfangskreises (Bild 6) nicht an Masse, sondern am Überbrückungskondensator C_F für die Anodenspannung angeschlossen ist, welcher deshalb auch „Fußpunktkondensator“ genannt werden kann. Bei einer solchen Schaltung tritt dann für etwaige Gittervorspannungsänderungen eine Spannungsgegenkopplung ein, die im Sinne einer Unterdrückung von Pendelungen wirkt.

Die Gegenkopplung wird in derartigen Schaltungen eine um so stärkere, je kleiner die Kapazität des Fußpunktkondensators ist. Nun wird man manchmal aus der später (S. 77) zu beschreibenden Brückenbedingung Werte für C_F ermitteln, welche keine ausreichende Gegenkopplung mehr sicherstellen. Dann bleibt aber der Ausweg einer künstlichen C_{ga} -Vergrößerung, so daß sich bei der Brückenberechnung wieder ein C_F -Wert ergibt, der nicht unzulässig groß ist. Für Schaltungen mit EC 92 als selbstschwingender Mischstufe und Permeabilitätsabstimmung geht man (in bezug auf Neigung zum Pendeln) im allgemeinen sicher, wenn man das Produkt $C_F \cdot C_g$ (je in pF) unter etwa 30 000 hält, doch gibt es bei Anwendung dieser Röhre auch Fälle, in denen $C_F \cdot C_g$ bis über 100 000 betragen darf, ohne daß die Schaltung überschwingt.

d) Frequenzstabilität des Oszillators bei Temperaturveränderungen

Die Anforderungen, die an die Konstanz der Oszillatorfrequenz beim UKW-Empfang gestellt werden müssen, sind ziemlich scharf. Allerdings fällt im UKW-Betrieb wenigstens eine Schwierigkeit fort, welche beim AM-Empfang auf Kurzwelle vielfaches Kopferbrechen verursachte, die „Frequenzverwerfung“ des Oszillators infolge der beim Regeln der Mischstufe auftretenden Gitterspannungs- bzw. Anodenstrom-Änderungen. Beim UKW-Empfang hat man es nicht nötig, die Mischstufe zu regeln. Die Frequenzänderungen eines UKW-Oszillators kommen dann lediglich durch Temperatur- und Netzspannungsänderungen zustande, wobei die ersteren die viel gefährlicheren sind.

Die Kapazität eines Kondensators oder Isolierteils, ebenso die Selbstinduktion einer Spule ändern sich bekanntlich mit der Temperatur in gewissen Grenzen. Diese ist beim Einschalten eines Gerätes niedriger und nimmt nachher allmählich zu, bis sie einen Grenzwert erreicht. Sowohl die Anfangs- als auch die Endtemperatur hängen außerdem von der Temperatur des umgebenden Raumes ab. Man kann nun durch Wahl eines geeigneten Dielektrikums für einen Kondensator, oder durch Kombination zweier Kondensatoren mit verschiedenem Dielektrikum eine sogenannte Temperatur-Kompensation für einen UKW-Oszillatorkreis erzielen, d. h. erreichen, daß die Resonanz- bzw. Schwingfrequenz eines solchen Kreises

Störstrahlung von UKW-Oszillatoren

innerhalb eines gewissen Gebietes praktisch temperaturunabhängig wird. Beim praktischen Aufbau wird man dann aber meist feststellen, daß bei einem solchen UKW-Oszillator die Frequenz nach langer Einlaufzeit (z. B. einer Viertelstunde) praktisch unabhängig davon ist, ob das Gerät in einem Zimmer mit 10°C oder 25°C steht, daß aber während der ersten Betriebsminuten doch recht starke Frequenzwanderungen zu beobachten sind. Diese rühren daher, daß die verschiedenen frequenzbestimmenden Teile der Oszillatorschaltung sehr verschieden schnell ihre Endtemperatur erreichen. Um diese Frequenzänderungen beim Einlaufen zu verkleinern, muß man die Temperaturkompensation nicht nur „statisch“, sondern auch „dynamisch“ ausführen. Man wird z. B. die Wärmeträgheit eines Schwingkreis-Zusatzkondensators mit negativem TK dadurch verkleinern, daß man ihn zusätzlich heizt. Die einfachste Anordnung dafür ist die, daß man ihn durch die Oszillatorröhre selbst anwärmen läßt, indem man ihn in einem passenden kleinen Abstand von ihr anordnet, wie dies z. B. schon von älteren hochwertigen Telefunken-Empfängern bekannt ist. Ein so angeordneter Kondensator kann dann die thermischen Änderungen der übrigen Kapazitäten einschließlich der Röhrenkapazität nicht nur im Endstadium, sondern während des ganzen Erwärmungsvorganges weitgehend ausgleichen.

Es sei besonders bemerkt, daß man bei jedem Temperatúrausgleich um so weniger Mittel aufwenden muß oder um so bessere Ergebnisse erzielt, je kleiner die an der betreffenden Gerätestelle auftretende Temperaturerhöhung überhaupt ist. Diese wird vorwiegend durch die in der Mischröhre und den zugehörigen Vorwiderständen umgesetzte Leistung erzeugt. In dieser Beziehung ist nun die Triode EC 92 in selbstschwingender Mischschaltung ganz besonders vorteilhaft: ihr gesamter Anodenstromverbrauch beträgt 3...4 mA, ihr Heizstrom 150 mA. Die Röhre ECH 42 dagegen verbraucht für ihre beiden Systeme zusammen etwa 10 mA Anoden- bzw. Schirmgitterstrom und 230 mA Heizstrom. Entsprechend erzielt man mit der Röhre EC 92 unter ähnlichen Bedingungen eine viel bessere Frequenzkonstanz des Oszillators.

5. Störstrahlung von UKW-Oszillatoren

Die Oszillatorstufe eines UKW-Supers stellt, da sie ja Schwingungen erzeugt, selbst einen kleinen UKW-Sender dar. Es besteht daher die Gefahr, daß sowohl die Grundwelle, als auch die Oberwellen des Oszillators abgestrahlt werden. Je größer die Anzahl der im Betrieb befindlichen UKW-Empfänger wird, um so größer wird auch die Wahrscheinlichkeit, daß die dadurch verursachten Störungen im UKW-Rundfunkband und auch in anderen Wellenbändern (z. B. im Fernsehbereich) ein derartiges

Maß annehmen, daß sie für die betreffenden Dienste eine ernstliche Gefährdung darstellen. Es ist deshalb unbedingt notwendig, die Störstrahlung des Oszillators auf ein erträgliches Maß herabzusetzen.

a) Meßmethode

Die Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz und ihrer Oberwellen erfolgt bei sonst richtig aufgebauten Geräten im wesentlichen auf zwei Wegen:

1. über die Antenne und ihre Zuleitung,
2. direkt vom Chassis aus, bzw. von den Schaltelementen und den Verbindungsleitungen des Oszillators.

Die Bewertung der gesamten abgestrahlten Leistung ist deshalb verhältnismäßig schwierig. Für die von der Antenne abgestrahlte Energie ist zwar die an den Antennenklemmen gemessene Hf-Spannung ein gewisses Maß, die vom Chassis selbst abgestrahlte Leistung kann jedoch durch eine solche Messung nicht ermittelt werden.

Eine einwandfreie Bewertung der Störstrahlung ist demnach nur durch eine Feldstärke-Messung möglich. In Zusammenarbeit zwischen der Bundespost, den Sendegesellschaften und der Rundfunkindustrie wurde ein Meßverfahren entwickelt, das zur Überprüfung von UKW-Rundfunkempfängern verwendet werden soll.

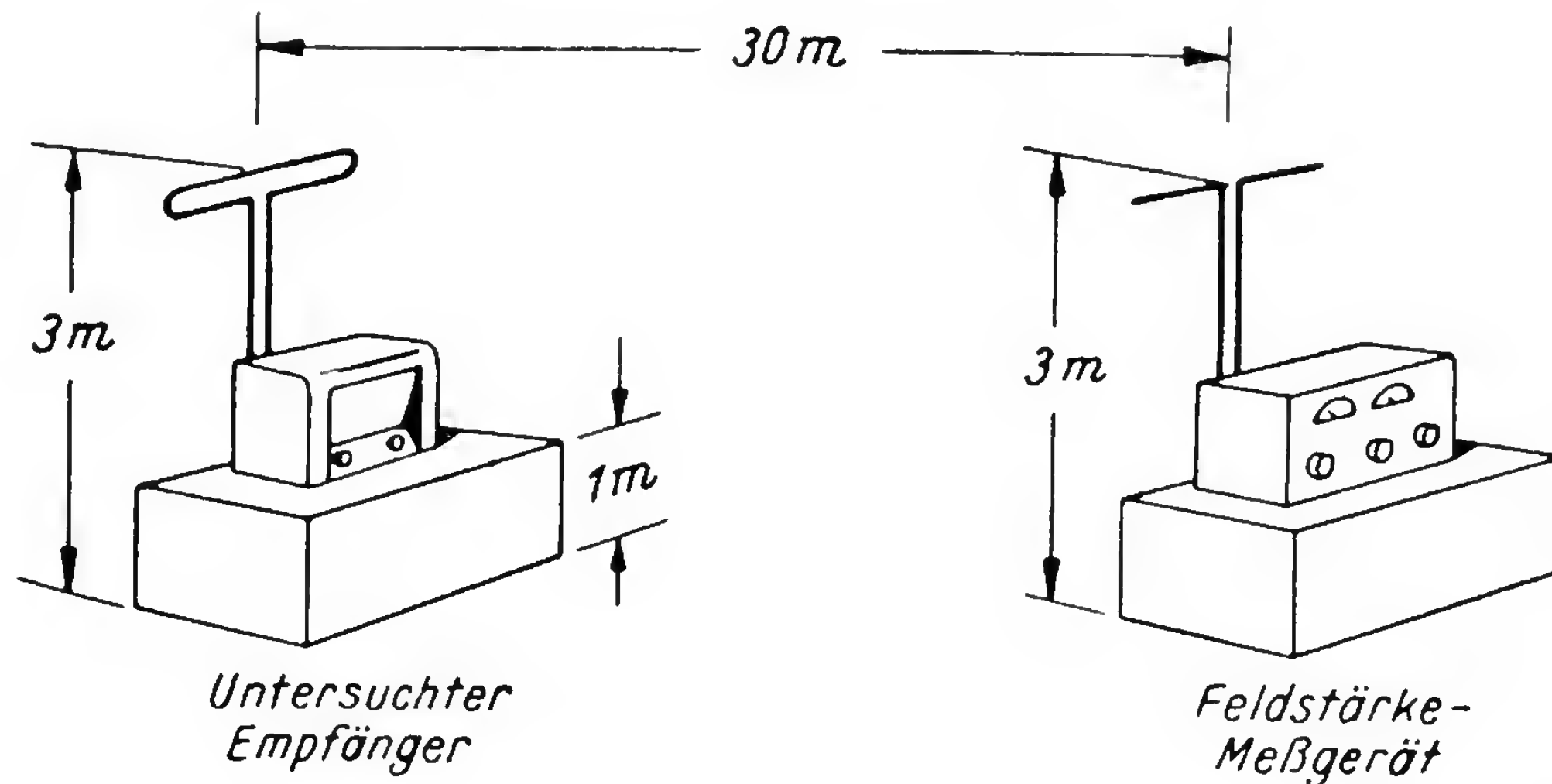


Bild 21. Feldstärke-Messung zur Bestimmung der Störstrahlung

Die Stör-Feldstärke wird dabei in einer Entfernung von 30 m vom untersuchten Gerät gemessen. Die Antenne des Feldstärken-Meßgerätes ist in 3 m Höhe über der Erde angebracht (Bild 21). Der untersuchte Empfänger steht 1 m über der Erde. Wahlweise kann an ihn entweder die Einbauantenne oder ein üblicher Falt-Dipol angeschlossen werden, der sich dann unmittelbar über dem Empfänger in 3 m Höhe über der Erde befindet.

Der untersuchte Empfänger, die evtl. an ihn angeschlossene Antenne und die Antenne des Feldstärken-Meßgerätes werden nach allen Richtun-

gen solange gedreht, bis das Meßgerät die größte Feldstärke anzeigt. Diese größte überhaupt gemessene Feldstärke wird dann bewertet.

Um brauchbare Meßergebnisse sicherzustellen, muß das Gelände, auf welchem gemessen wird, selbstverständlich eben und in genügend großem Abstand frei von reflektierenden Gegenständen sein.

Als zulässig werden voraussichtlich folgende — nach dieser Methode im 30-m-Abstand gemessenen — Störfeldstärken angesehen werden:

- a) für die Grundwelle und alle Oberwellen, die nicht in ein Fernsehband fallen 1 mV/m,
- b) für alle Oberwellen, die in ein Fernsehband fallen 30 μ V/m.

Da besonders die Forderung b) schwer zu erfüllen ist, verlangt die Industrie für eine Übergangszeit einen Wert von 150 μ V/m.

Zur Beurteilung der Störstrahlung eines Empfängers kann man neben einer Feldstärkenmessung auch ein Vergleichsverfahren anwenden. Man ersetzt dabei das Feldstärken-Meßgerät durch einen üblichen Meßsender, mit welchem man eine Normalantenne speist.

Der Vorgang ist dabei so, daß man zunächst mit einem beliebigen Empfänger, der in 30 m Abstand von dem untersuchten Gerät aufgestellt ist, die ausgestrahlte Grund- bzw. Oberwelle empfängt. Die relative Stärke dieser Ausstrahlung kann man durch eine Messung des Richtstromes am Gleichrichter bzw. durch die Größe des Gitterstromes der letzten Zf-Stufe des Kontrollempfängers festhalten.

Anschließend ersetzt man den untersuchten Empfänger durch die Normalantenne mit angeschlossenem Meßsender und dreht den Spannungsteiler dieses Meßsenders so weit auf, daß man am Instrument des Kontrollempfängers den gleichen Richtstrom abliest, wie bei der ersten Messung.

Mit Hilfe der nachstehend angeführten Eichkurve kann man dann aus der μ V-Anzeige des Meßsenders die Störfeldstärke des untersuchten Empfängers ermitteln.

Bild 22 und 23 zeigen den Aufbau der Normalantenne. Ihre Eigenfrequenz liegt bei 210 MHz. Man kann sie ohne wesentlichen Fehler für Messungen zwischen 200 und 220 MHz verwenden. Der Dipol ist aus 4 mm starkem Rundmessing aufgebaut, seine gesamte Länge beträgt 69 cm. Die beiden Dipolhälften werden in zwei Buchsen eingesteckt, die in einem Hartpapierrohr von 20 mm ϕ befestigt sind. Die Verbindung zwischen diesen Buchsen und dem Meßsender erfolgt über eine 6 m lange symmetrische 60-Ohm-Leitung (z. B. Hf-Empfangsleitung $2 \times 0,9$ mm, mit Vollisolierung, von Felten und Guillaume).

Diese Leitung wird dabei zunächst in dem Hartpapierrohr vom Dipol 2 m waagrecht nach rückwärts geführt und erst dann vertikal nach unten

zum Meßsender verlegt. Zwischen der Leitung und dem Meßsender muß ein möglichst verlustfreies Symmetrierglied [6] eingeschaltet werden, welches im Verhältnis 1 : 1 transformiert.

Wichtig ist, daß das Anschließen der Leitung an die Dipol-Buchsen ohne Schleifenbildung auf kürzestem Wege durchgeführt wird.

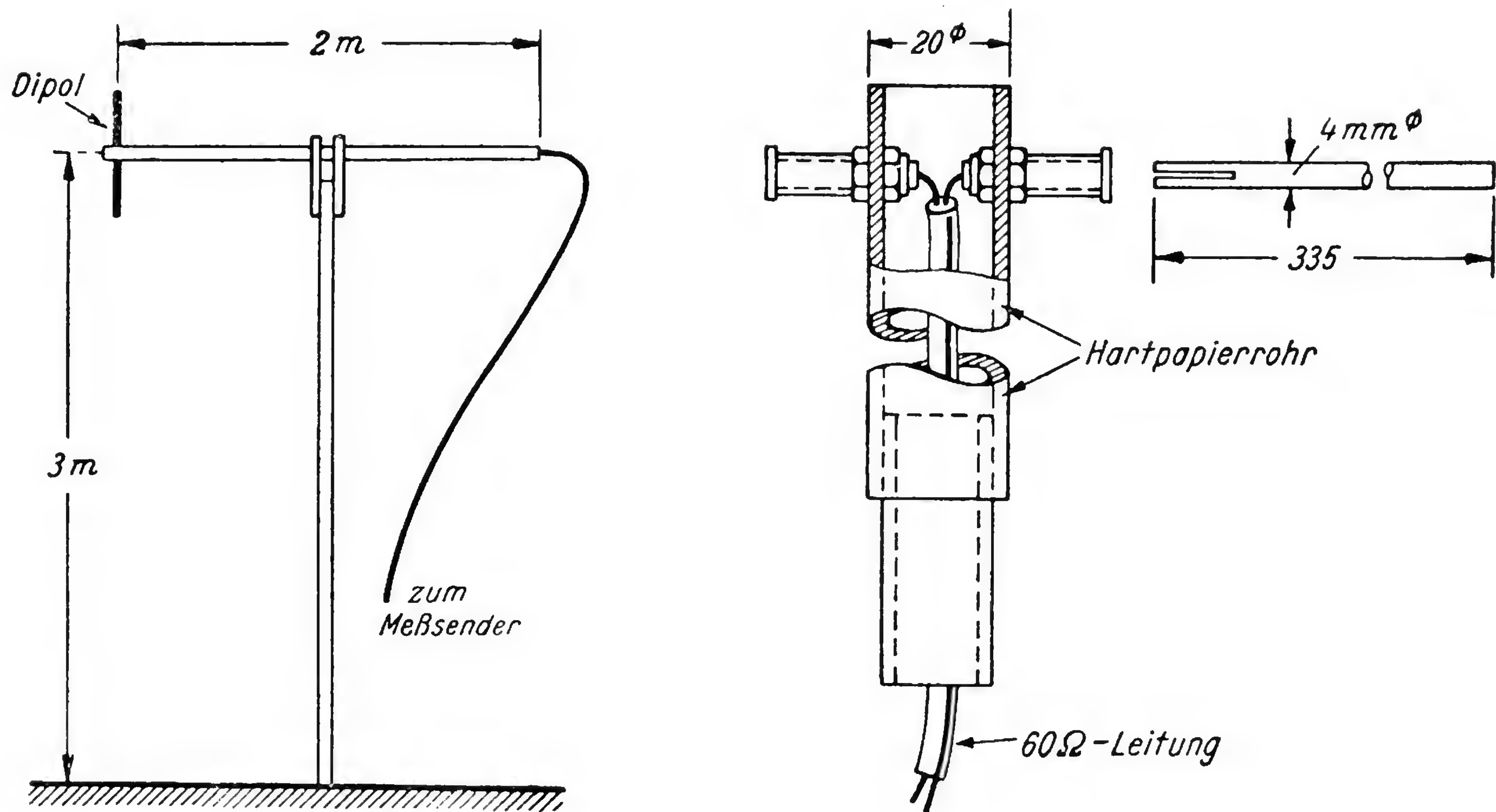


Bild 22 und 23. Aufbau der Normalantenne

Das Hartpapierrohr ist in der Halterung drehbar gelagert. Der Dipol kann demnach sowohl in eine vertikale, als auch in eine horizontale Lage gebracht werden. Gemessen wird stets in Richtung des Dipols, also in der der Ableitung abgewendeten Richtung. Die Dipolmitte liegt dabei 3 m hoch über der Erde.

Bild 24 zeigt eine Eichkurve, die die in 30 m Entfernung von der Normalantenne zu erwartende Feldstärke in Abhängigkeit von der Meßsender-Ablesung angibt. Aufgenommen wurde diese Eichkurve mit einem Meßsender der Type SMAF der Firma Rohde und Schwarz ($R_i = 60 \Omega$).

Kontrollmessungen auf verschiedenen Meßgeländen zeigen, daß die Genauigkeit dieses Verfahrens etwa $\pm 20\%$ beträgt.

Störstrahlung von UKW-Oszillatoren

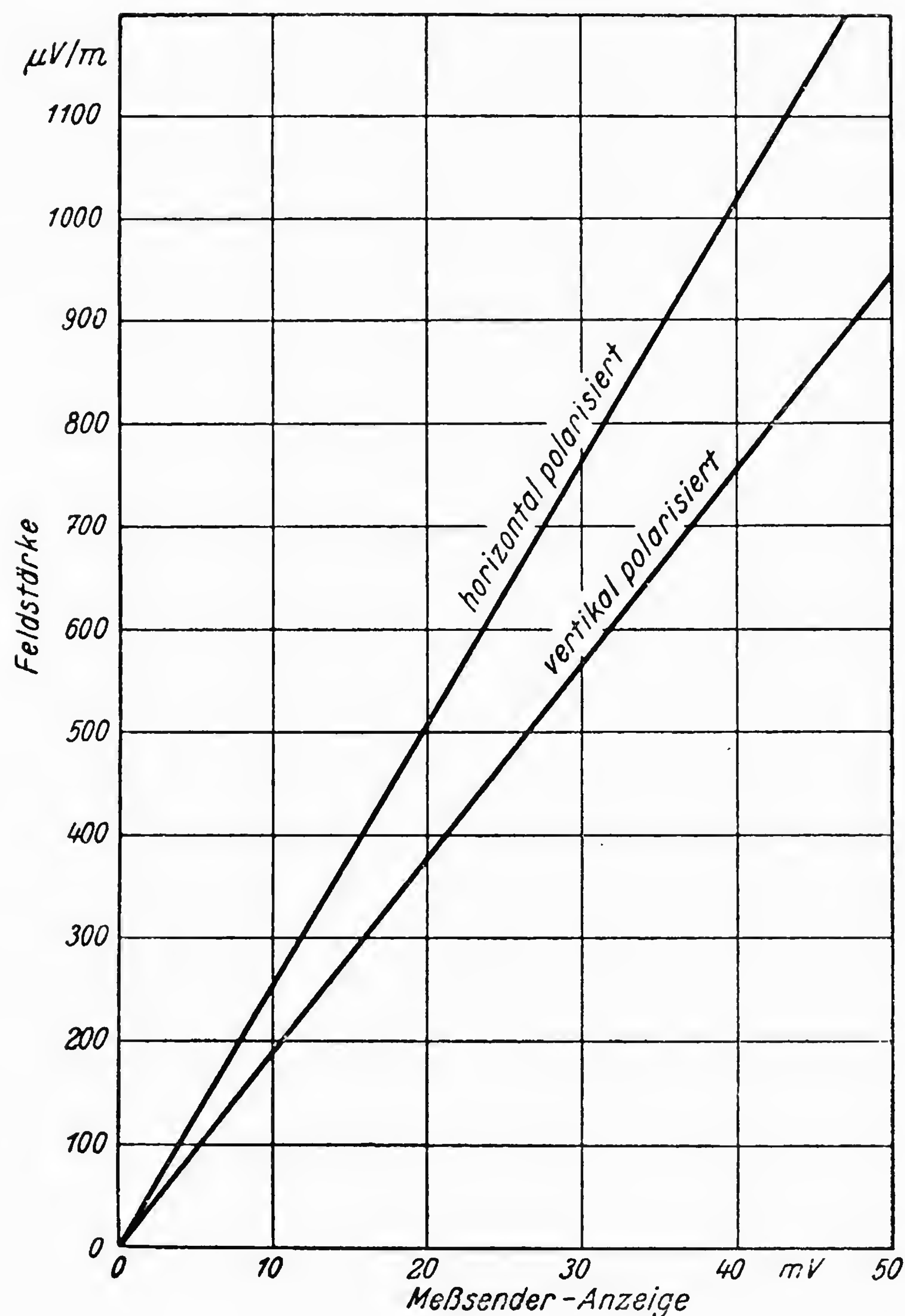


Bild 24. Eichkurve für die Feldstärke, abhängig von der Meßsenderanzeige, in 50 m Entfernung

b) Entkopplung des Antennen- und Eingangskreises vom Oszillatorkreis

Bei einigermaßen sauber aufgebauten UKW-Empfängern wird die Grundwelle hauptsächlich über die Antenne abgestrahlt. Zur Bewertung dieser Art von Störstrahlung genügt somit in erster Annäherung eine Messung der an den Antennen-Buchsen stehenden Oszillatorspannung. Erfahrungsgemäß beträgt die Stör-Feldstärke in 30 m Abstand etwa $\frac{1}{50}$ bis $\frac{1}{100}$ jener Spannung, die man an den mit 240 Ohm abgeschlossenen Antennenklemmen mißt. Stehen an dieser Stelle also z. B. 20 mV, so kann man eine Störfeldstärke von etwa 200 bis 400 $\mu\text{V/m}$ erwarten. Die Span-

nungsmessung muß allerdings mit einem selektiven Meßgerät (Meßempfänger) vorgenommen werden, da sonst ein ev. vorhandener großer Oberwellenanteil das Ergebnis beeinflussen kann.

Eine Entkopplung zwischen Antenne und Oszillator erreicht man am besten durch eine UKW-Vorstufe vor der Mischröhre. Baut man eine solche Vorstufe genügend sauber auf, so erreicht man leicht Werte, welche unter der Grenze der zulässigen Grundwellenstrahlung liegen.

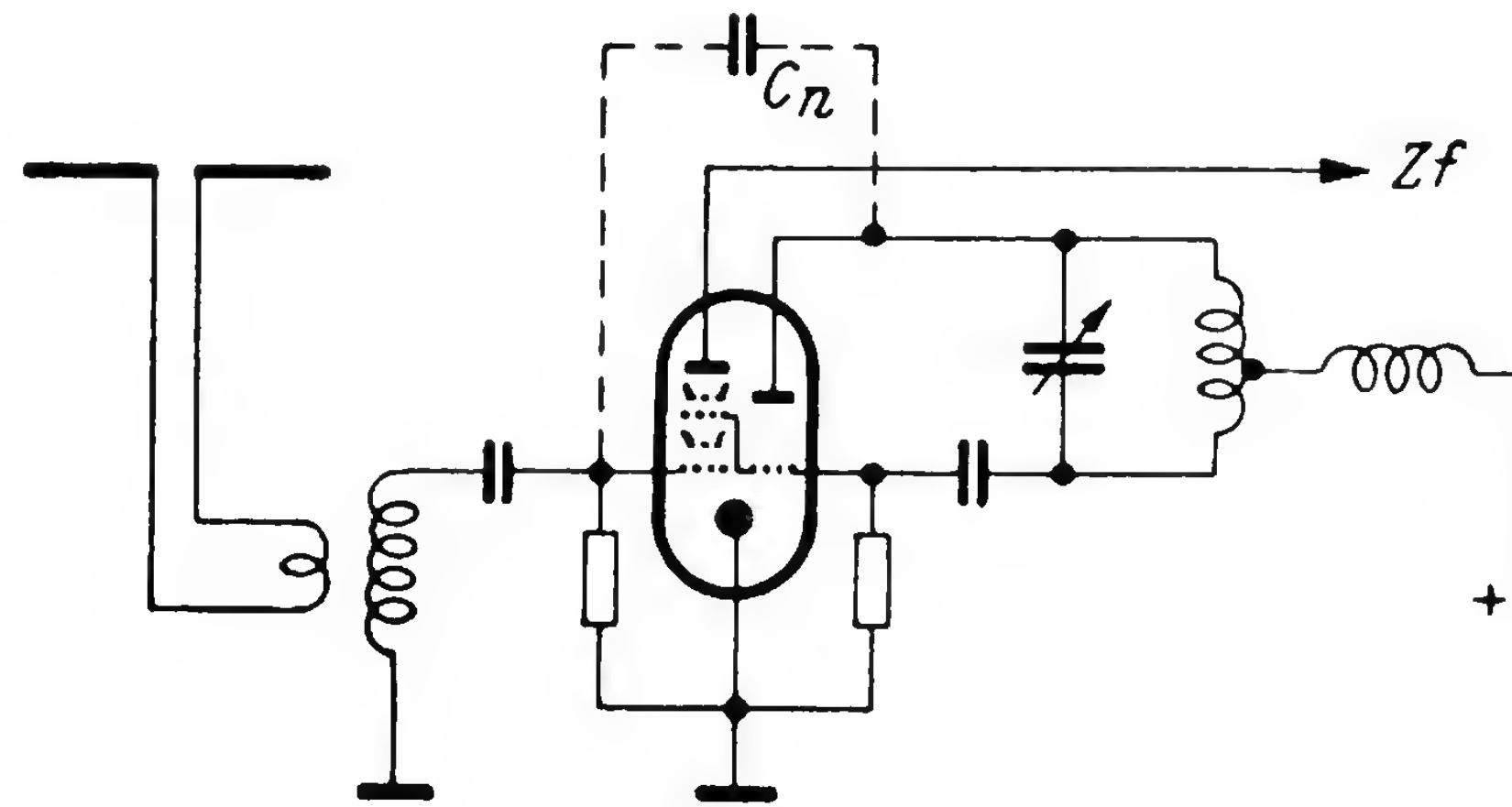


Bild 25. Neutralisierung der Kopplungskapazität in der Mischstufe

Wenn dagegen die Mischstufe mit ihrem Resonanzkreis für die Empfangsfrequenz unmittelbar an die UKW-Antenne angekoppelt ist, besteht die Gefahr, daß unzulässig viel Oszillatorspannung auf die Antenne gelangt. Außerdem dürfen Empfangskreis und Oszillatorkreis keine starke gegenseitige Kopplung aufweisen, weil die Abstimmungen der beiden Kreise sonst zu sehr voneinander abhängen. Letzteres würde vor allem die Arbeit des Trimmens bedeutend erschweren, weil nach jeder Änderung an einem Kreis auch der andere wieder nachgestimmt werden müßte.

Bei multiplikativen Mischstufen liegen der Empfangsresonanzkreis und der Oszillatorschwingkreis, wie wir gesehen haben, an verschiedenen Steuergittern der Mischröhre. Beide sind dadurch bis zu einem gewissen Grade entkoppelt, welcher jedoch im UKW-Gebiet nicht ganz ausreicht. Hauptsächlich über die Kapazität zwischen dem Empfangsgitter des Mischsystems und dem Triodengitter würde noch zuviel Oszillator-Energie in die Antenne gelangen. Man kann diese kapazitive Kopplung dadurch wieder aufheben, daß man nach **Bild 25** eine kleine Kapazität C_n zwischen die Anode der Oszillatortriode und das Empfangsgitter schaltet. Da in der Oszillatorröhre Gitter- und Anodenspannung gegenphasig liegen, kann man durch richtige Wahl von C_n die Oszillatorspannung am Empfangsgitter weitgehend herabsetzen.

Bei additiven Mischschaltungen müssen die beiden Kreise mit demselben Steuergitter in Verbindung stehen. Dann muß man, ob nun eine

Entkopplung vom Oszillator

Vorstufe verwendet wird oder nicht, stets besondere Kunstgriffe anwenden, um die Kreise voneinander zu entkoppeln.

Bei additiven Mischstufen mit Fremdüberlagerung hinter einer UKW-Vorstufe hat man versucht, die Oszillatorspannung möglichst niederohmig in die Katodenleitung der Mischstufe einzuspeisen, während der Empfangskreis zwischen Gitter und Masse gelegt worden ist (Bild 26).

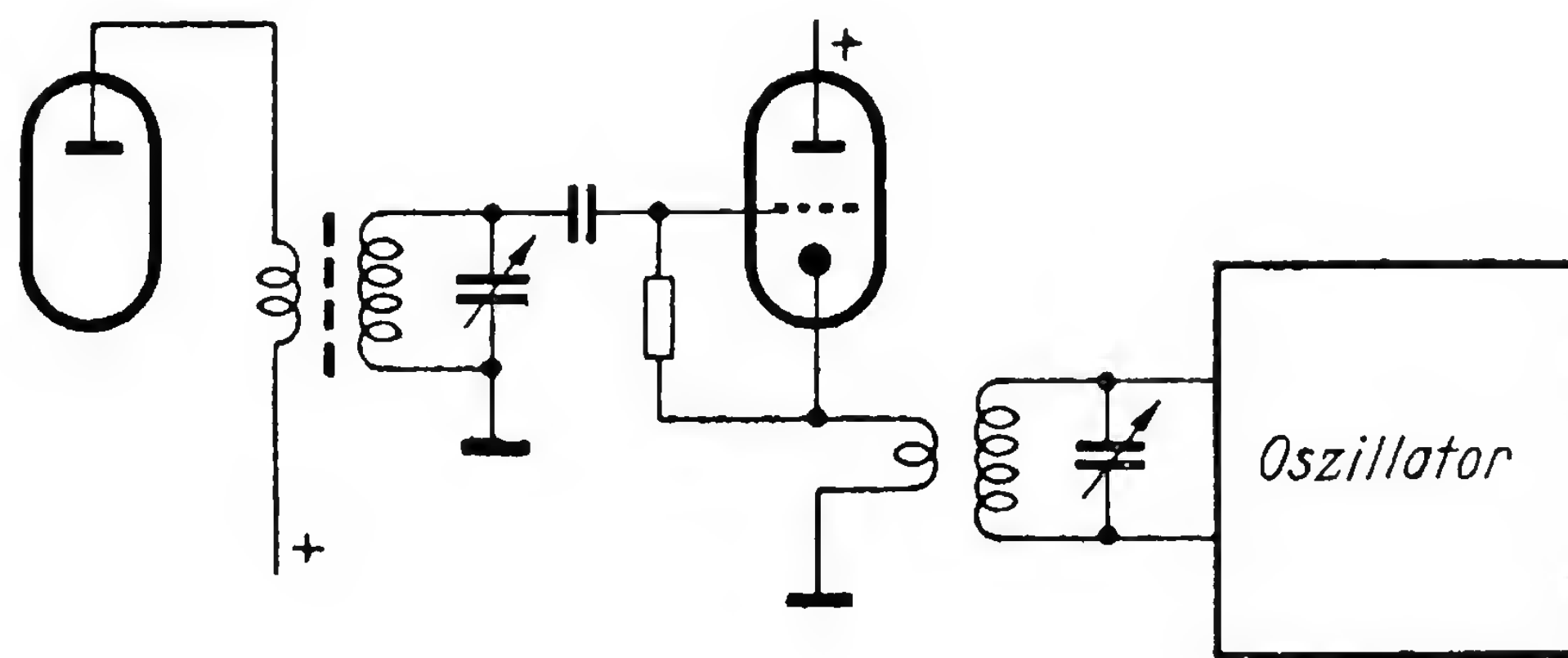


Bild 26. Niederohmige Einspeisung des Überlagers in die Katodenleitung

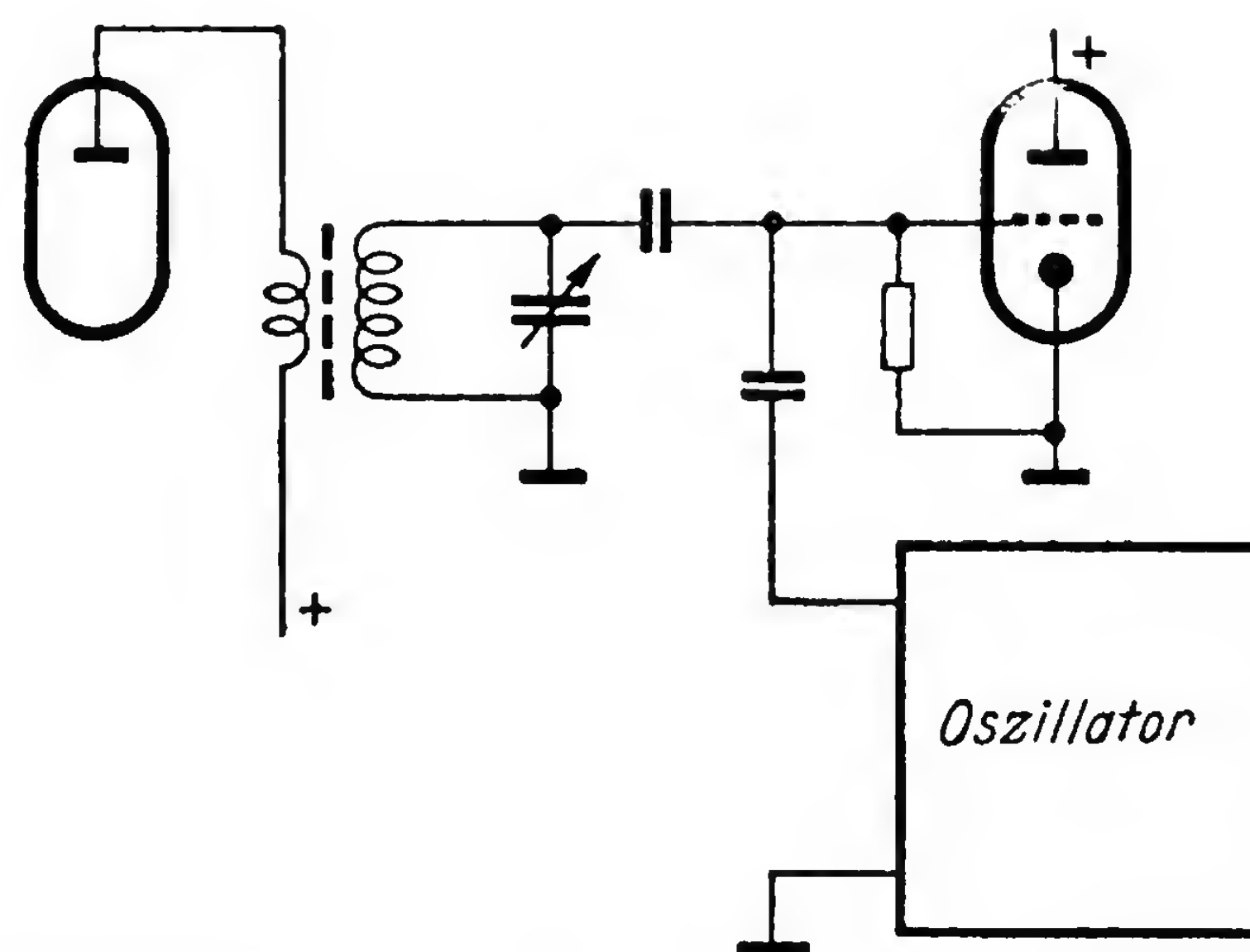


Bild 27. Einspeisung des Überlagers über eine kleine Koppelkapazität

Eine Änderung der Abstimmung des Eingangskreises verstimmt dann zwar den Oszillatorkreis kaum merklich, aber der Eingangskreis wird über die Kapazität zwischen Katode und Gitter vom Oszillator stark angeregt, so daß man ohne UKW-Vorstufe eine viel zu große Oszillator-Ausstrahlung bekommen würde. Im übrigen erfordert diese Schaltung einen verhältnismäßig starken Oszillator, weil dieser ja trotz niederohmiger Einkopplung eine ausreichende Spannung in der Katodenleitung hervorbringen muß. Ein so starker Oszillator aber erhöht von vornherein die Ausstrahlungsgefahr. Ähnliches gilt für additive Mischschaltungen, bei denen die Oszillatorspannung über eine verhältnismäßig kleine Ankoppelkapazität auf das Gitter der Mischröhre gegeben wird, welches

dann außerdem über eine zweite meist wesentlich größere Kapazität mit dem Empfangskreis verbunden ist (**Bild 27**). Solche Schaltungen sind also für den Geräte-Entwickler nicht leicht zu beherrschen.

Eine sehr zweckmäßige Lösung des Entkopplungsproblems bei UKW-Mischstufen bietet das von niedrigeren Frequenzen her altbekannte Brückenprinzip. Es kann in verschiedener Art angewandt werden,

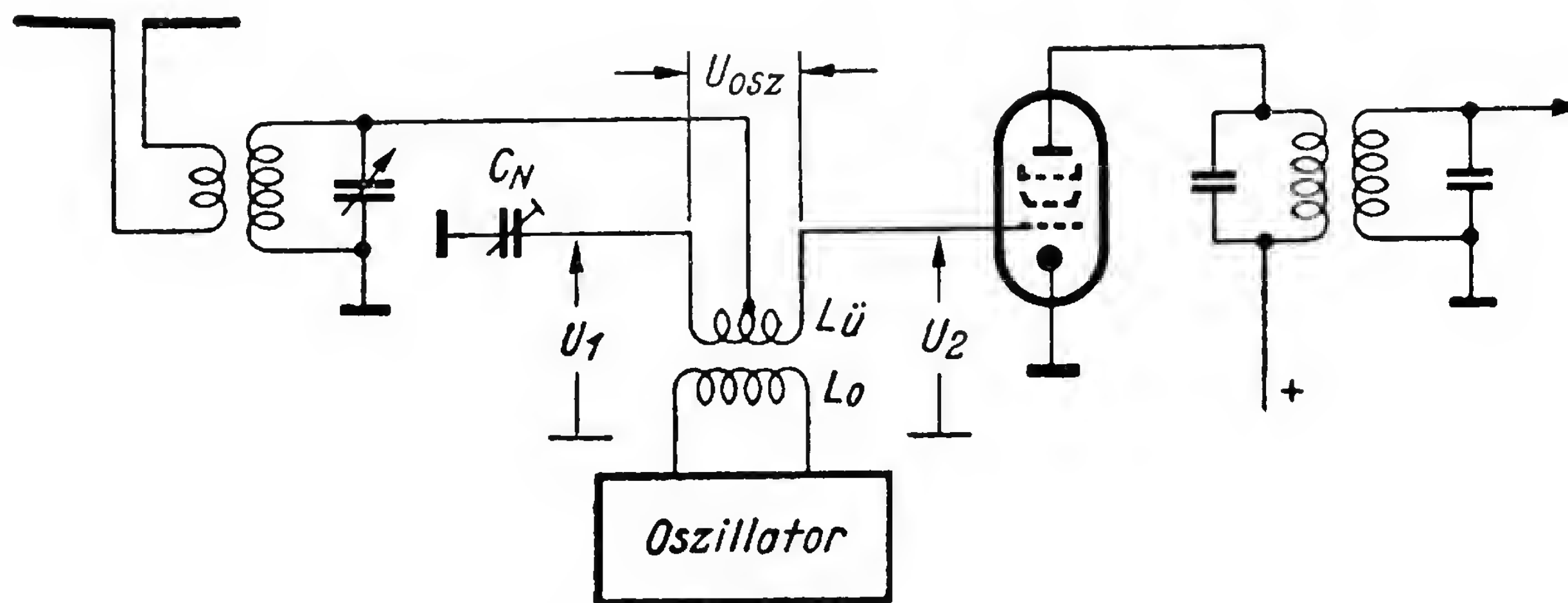


Bild 28. Brücken-Mischstufe für additive Mischung mit Fremdüberlagerung

und es ist durchaus möglich, additive Mischstufen so aufzubauen, daß auch ohne Anwendung einer UKW-Vorstufe die zur Antenne gelangende Oszillator-Energie in den zulässigen Grenzen bleibt. — Aber auch wenn eine Vorstufe verwendet werden soll, welche eine unzulässige Oszillatorausstrahlung über die Antenne schon durch sich selbst unterbinden würde, wird man wegen der gegenseitigen Unabhängigkeit der Schwingkreisabstimmungen gerne zur Brückenschaltung greifen.

Bild 28 zeigt das Schema einer Brücken-Mischstufe für additive Mischung mit Fremdüberlagerung, das zur Erläuterung dienen soll. Die Überlagererspannung wird über eine mittellangezapfte Spule in den Gitterkreis eingespeist, an deren Anzapfung der Hochpunkt des Resonanzkreises für die Empfangsspannung liegt. Wird der Brücken-Neutralisationskondensator C_N auf einen Kapazitätswert eingestellt, welcher gleich der Eingangskapazität der Mischröhre ist, so wird auf der Spule $L_{\text{Ü}}$ für die Oszillatorfrequenz eine solche Spannungsverteilung hervorgebracht, daß die Hf-Spannung am Anzapf = 0 wird und nach beiden Seiten hin symmetrisch ansteigt. Während also am Gitter die erforderliche Überlagererspannung wirklich auftritt, liegt am Empfangskreis keine Überlagererspannung. Wenn man gewisse Vorsichtsmaßregeln beobachtet, welche noch besprochen werden sollen, kann man auch bei den sehr hohen Frequenzen eines UKW-Oszillators einen recht genauen Brückenabgleich bekommen. Voraussetzung dafür ist eine gegenseitige Abschirmung der Spulen des

Selbstschwingende additive Mischstufen

Empfangskreises einerseits und des Oszillatorkreises andererseits, oder wenigstens eine solche räumliche Anordnung, daß keine merkliche induktive oder zusätzliche kapazitive Kopplung besteht.

c) Selbstschwingende additive Mischstufen

Aus Gründen der Röhrenersparnis werden additive Mischstufen für UKW-FM-Empfang im allgemeinen so ausgeführt, daß das zum Mischen bestimmte Trioden- oder Pentodensystem selbst die Oszillatorschwingung erzeugt. In den beiden folgenden Aufsätzen werden einzelne Beispiele für derartige Schaltungen noch näher besprochen. Das oben beschriebene Brückenprinzip läßt sich auch auf derartige selbstschwingende Mischstufen anwenden. Wenn der Mischstufe eine UKW-Vorstufe vorausgeht, brauchen keine hohen Anforderungen an das Brückenminimum gestellt zu werden. Anders ist dies bei Mischstufen, deren Eingangskreis unmittelbar mit der Antenne gekoppelt werden soll. Dann müssen verschiedene Gesichtspunkte beachtet werden, wenn ein genügend kleiner Wert der Oszillatorspannung an der Antenne erreicht werden soll.

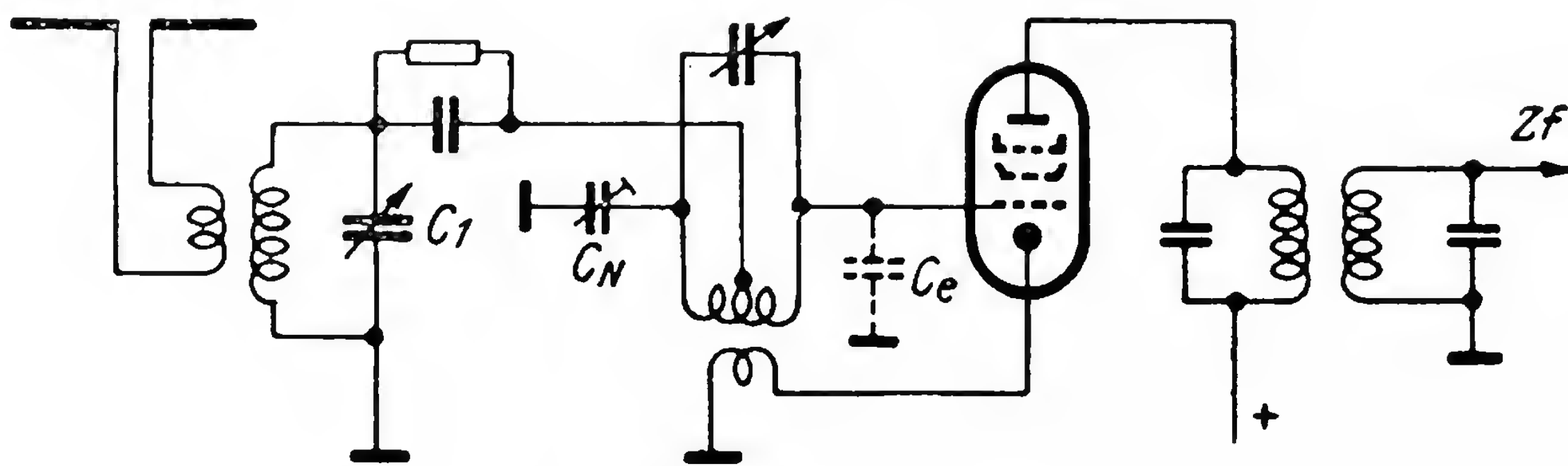


Bild 29. Selbstschwingende Pentodenmischstufe mit kapazitiver Abstimmung und induktiver Brückenteilung

Zunächst seien verschiedene Brückenschaltungen für selbstschwingende Mischstufen besprochen. Bild 29 stellt eine Brückenschaltung mit einem Oszillatorschwingkreis auf der Gitterseite dar. Die Abstimmung erfolgt kapazitiv, wofür ein symmetrisch aufgebauter Drehkondensator notwendig ist. Es sei bemerkt, daß hierbei nur eine symmetrische Brückenschaltung in Betracht kommt, weil sonst das Brückengleichgewicht wegen der symmetrischen Kapazitäten des Drehkondensators nur für eine einzige Drehkondensatoreinstellung stimmen würde.

Bei Anwendung induktiver Abstimmung entsprechend Bild 30 ist es nicht zweckmäßig, den Empfangskreis an eine Anzapfung der Oszillatorspule zu legen, weil sonst die Verschiebung des Spulenkerns beim Abstimmen das Brückengleichgewicht stört. Lediglich hinter einer UKW-Vorstufe, wo es auf genauen Brückenabgleich nicht ankommt, ist eine solche Anordnung brauchbar. Sonst wird man besser eine kapazitive Spannungs-

Zur Frage der UKW-Mischstufen

teilung für den Anschluß des Empfangskreises an dem neutralen Punkt des Oszillatorkreises wählen.

Man kann hier auch andere Teilverhältnisse als 1:1, d. h. eine unsymmetrische Brücke, anwenden. Die Bedingung für das Brückenminimum ist dann allgemein

$$C_2 : C_3 = C_e : C_N$$

Die Teilerkondensatoren müssen sehr kurz angeschlossen und räumlich so angeordnet werden, daß keine magnetische Kopplung mit der Schwingkreisspule besteht.

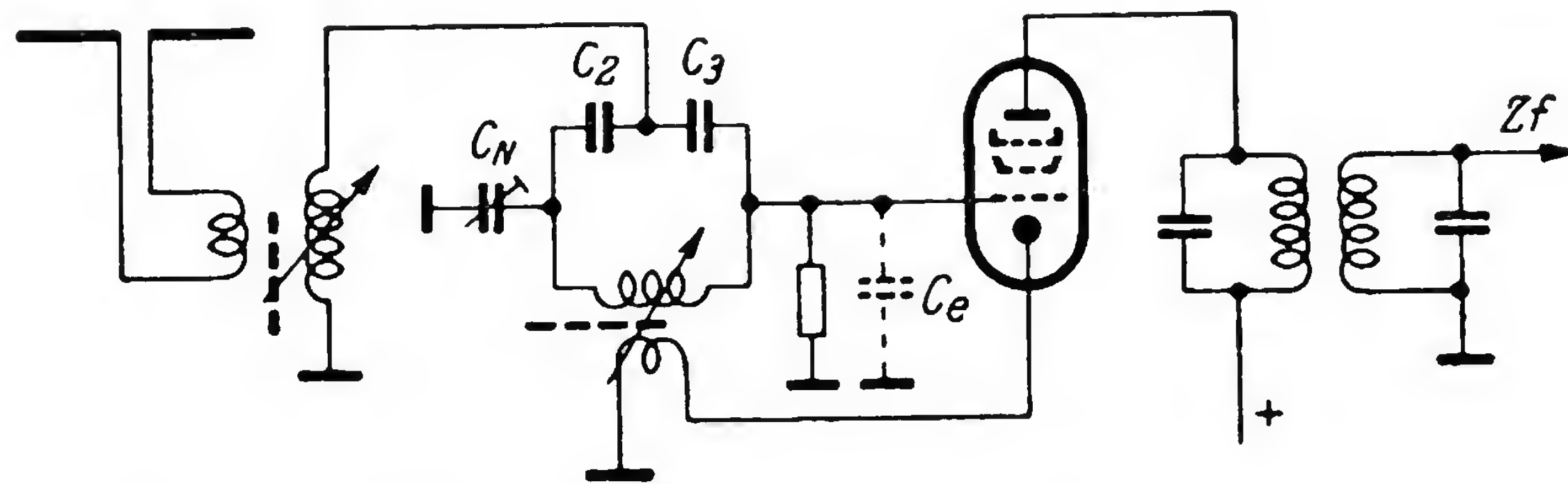


Bild 30. Selbstschwingende Pentodenmischstufe mit induktiver Abstimmung und kapazitiver Brückenteilung

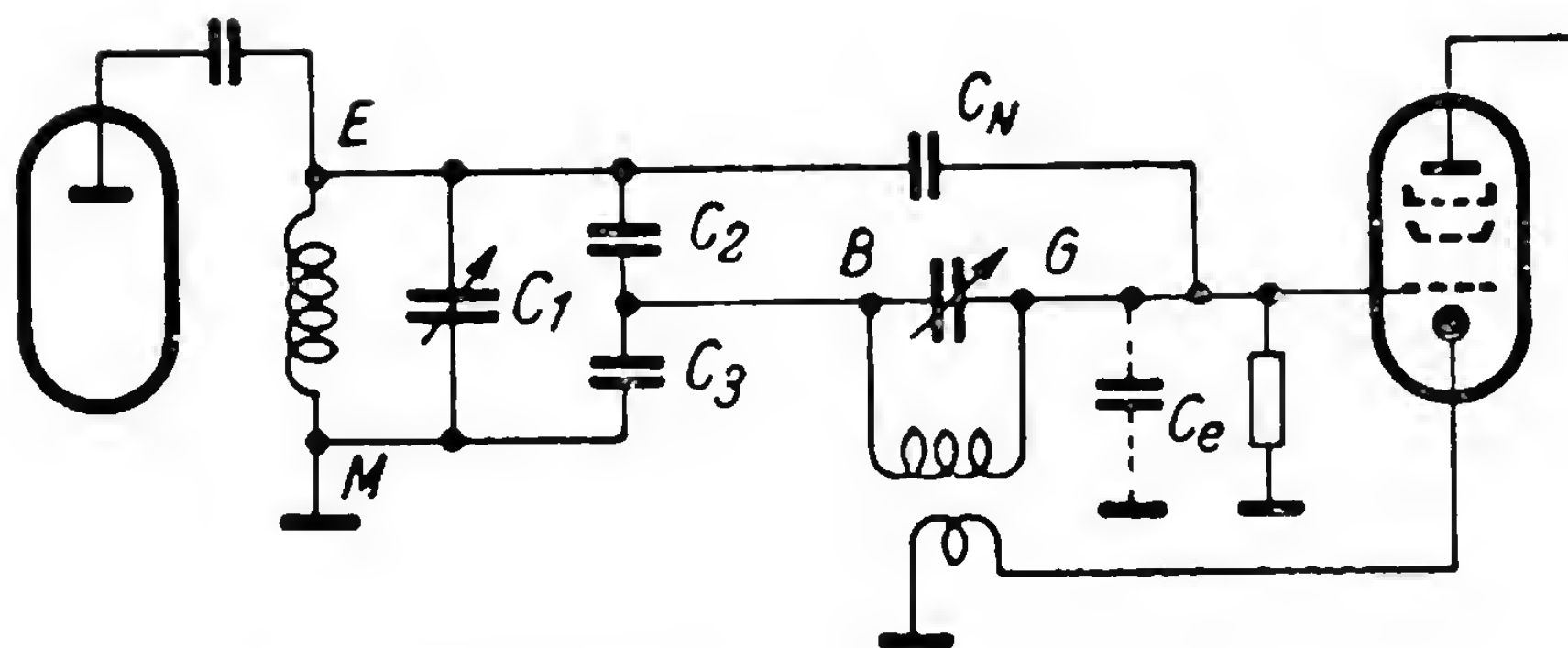


Bild 31. Oszillatorkreis in der Diagonalen des Eingangskreises (nach Sittner u. Stegmüller)

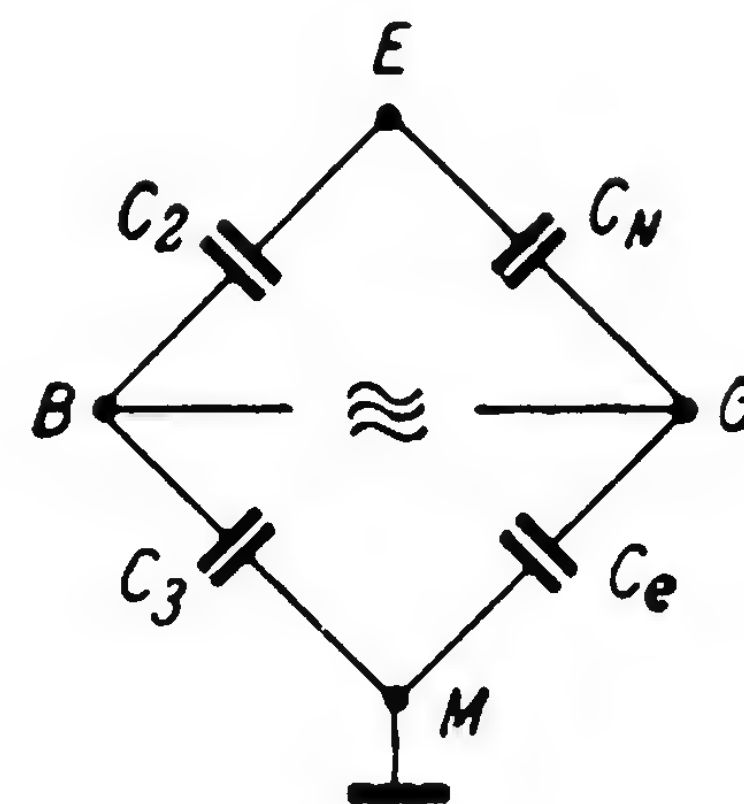


Bild 32.
Brückenschema zu Bild 31

Eine andere Form der Brückenschaltung für additive Mischstufen haben R. Sittner und J. Stegmüller [7] angegeben (Bild 31). Diese ergibt oft aufbautechnische Vorteile. Besonders wenn man eine UKW-Vorstufe verwendet, erhält man eine günstige Anpassung, weil die zur ganzen Empfangskreis-spule parallel liegende Kapazität verhältnismäßig klein und der Kreiswiderstand dadurch groß wird. Wie man aus dem umgezeichneten Brückenschema (Bild 32) ersieht, wird hier die Überlagererspannung in der Diagonalen des Empfangsresonanzkreises eingespeist. Wenn C_N der Brückenbedingung genügt, so ist die oszillatorfrequente Spannung am Hochpunkt E des Empfangskreises = 0, und der Kreis ist gegenüber dem Oszillator entkoppelt.

Selbstschwingende additive Mischstufen

Nun zeigt sich gerade bei selbstschwingenden Mischstufen, vor allem bei Verwendung von Trioden, oft, daß die Brücke für einen Betrieb ohne Vorstufe zunächst kein ausreichend kleines Spannungsminimum über den ganzen Frequenzbereich des Oszillators erreichen läßt. Dafür gibt es noch die folgenden Gründe:

Infolge der Oszillatorrückkopplung und der unvermeidlichen Induktivitäten in den Röhrenzuleitungen treten

1. eine Trübung des Minimums und
2. eine frequenzabhängige Minimumverschiebung

ein. Die Trübung entsteht dadurch, daß in den Zuleitungsinduktivitäten und in der Streuinduktivität einer Rückkopplungsspule oscillatorfrequente Spannungsabfälle auftreten, welche ungefähr um 90° gegenüber der Gitterwechselspannung verschoben sind. Durch derartige Spannungs-

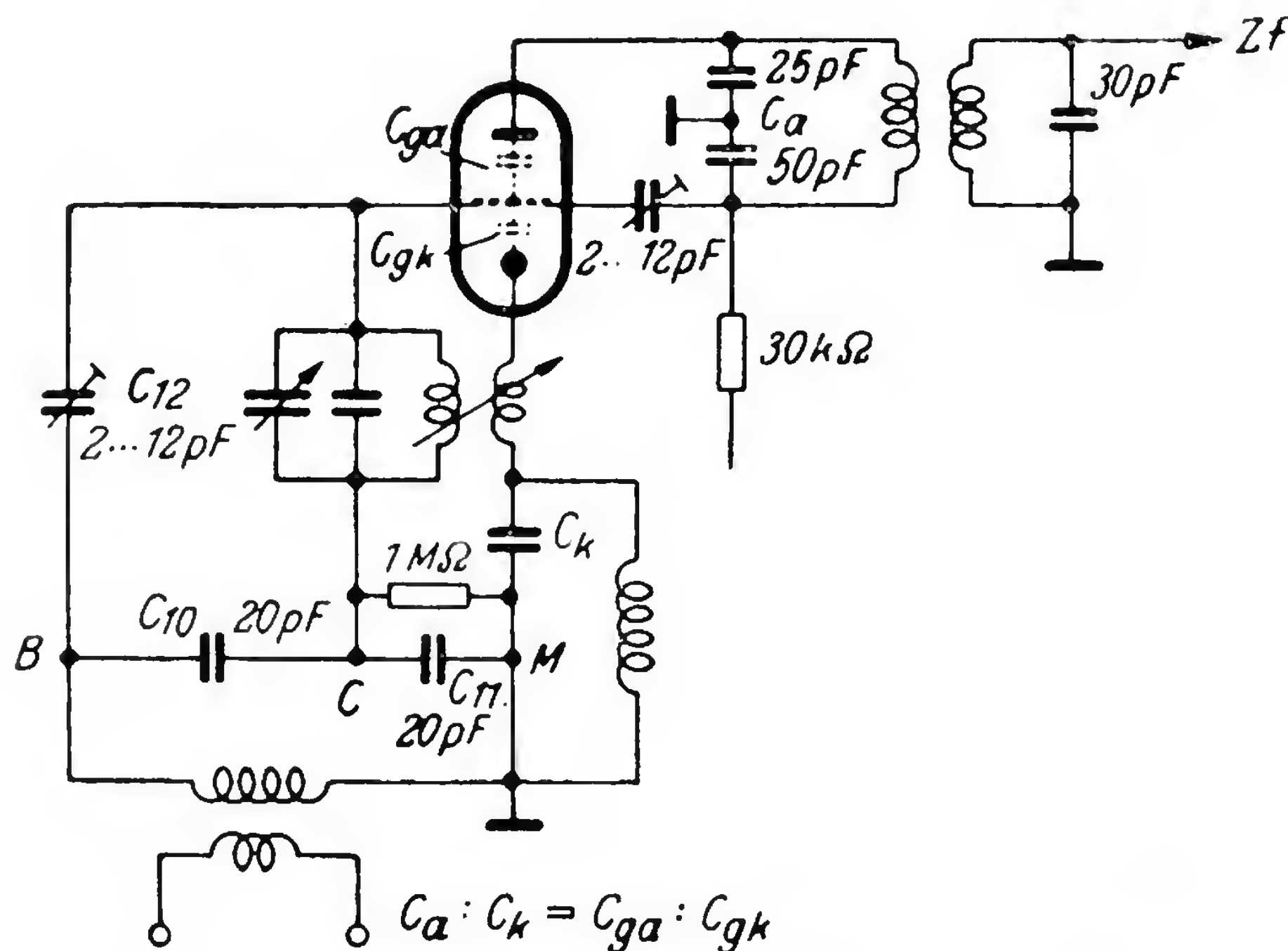


Bild 33. Brückenschaltung mit Enttrübung des Minimums (nach Stegmüller)

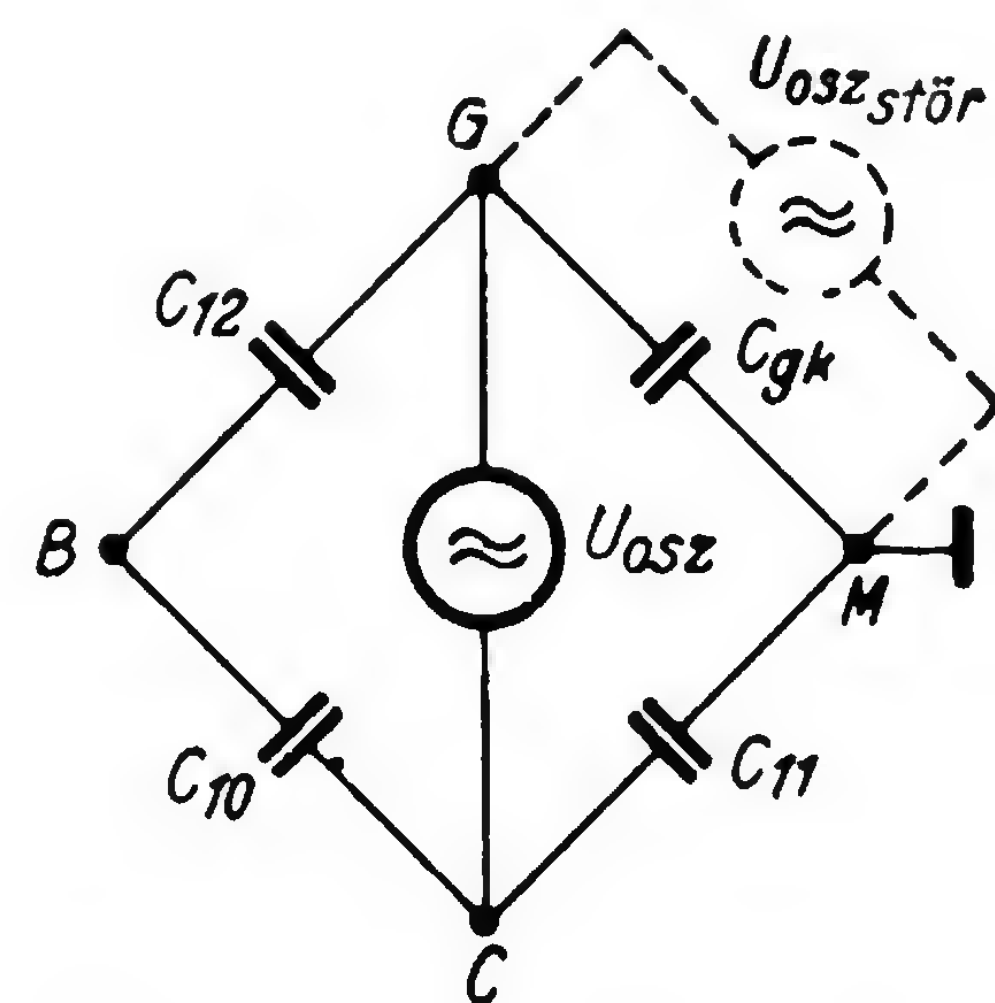


Bild 34. Brückenschema für die Trübungsspannung

abfälle wird das Minimum bei einer Wechselstrombrücke bekanntlich verflacht. Durch die Oszillatorrückkopplung als solche dagegen entstehen Zusatzspannungen an den Röhrenelektroden, welche in Phase oder Gegenphase mit der Gitterwechselspannung sind. Diese Zusatzspannungen können für eine bestimmte Oszillatorfrequenz jeweils mit ausgeglichen werden, aber nicht über dem ganzen Oszillator-Frequenzbereich zugleich. Für beide Ursachen der Minimumverschlechterung kann man eine gewisse Abhilfe dadurch schaffen, daß man die zur Oszillatorspule und der Rückkopplungsspule führenden Leitungen extrem kurz macht, d. h. die Oszillatorspule unmittelbar neben der Röhrenfassung anordnet. Die Kopplung der Rückkopplungswindung mit der Schwingkreisspule soll so eng wie möglich sein. Bei selbstschwingenden Trioden wirkt als hauptsächliche

UKW-Impedanz diejenige des Zf-Schwingkreis-Kondensators in der Anodenleitung. Sie verursacht den Hauptanteil der Trübung des Brückenminimums. Man kann diese Wirkung weitgehend dadurch wieder aufheben, daß man auch in die Katodenleitung eine passende Kapazität C_k legt (**Bild 33**). An dieser entsteht ebenfalls ein Spannungsabfall, jedoch mit entgegengesetzter Phase. Während nun der erste Spannungsabfall über die Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} auf den Gitterkreis zurückwirkt, wirkt der zweite Spannungsabfall über die Gitter-Katoden-Kapazität C_{gk} in entgegengesetztem Sinne auf das Gitter. Wenn die Brückenbedingung $C_k : C_g = C_{ga} : C_{gk}$ erfüllt ist, tritt Kompensation ein (siehe Brückenschema, **Bild 34**!)

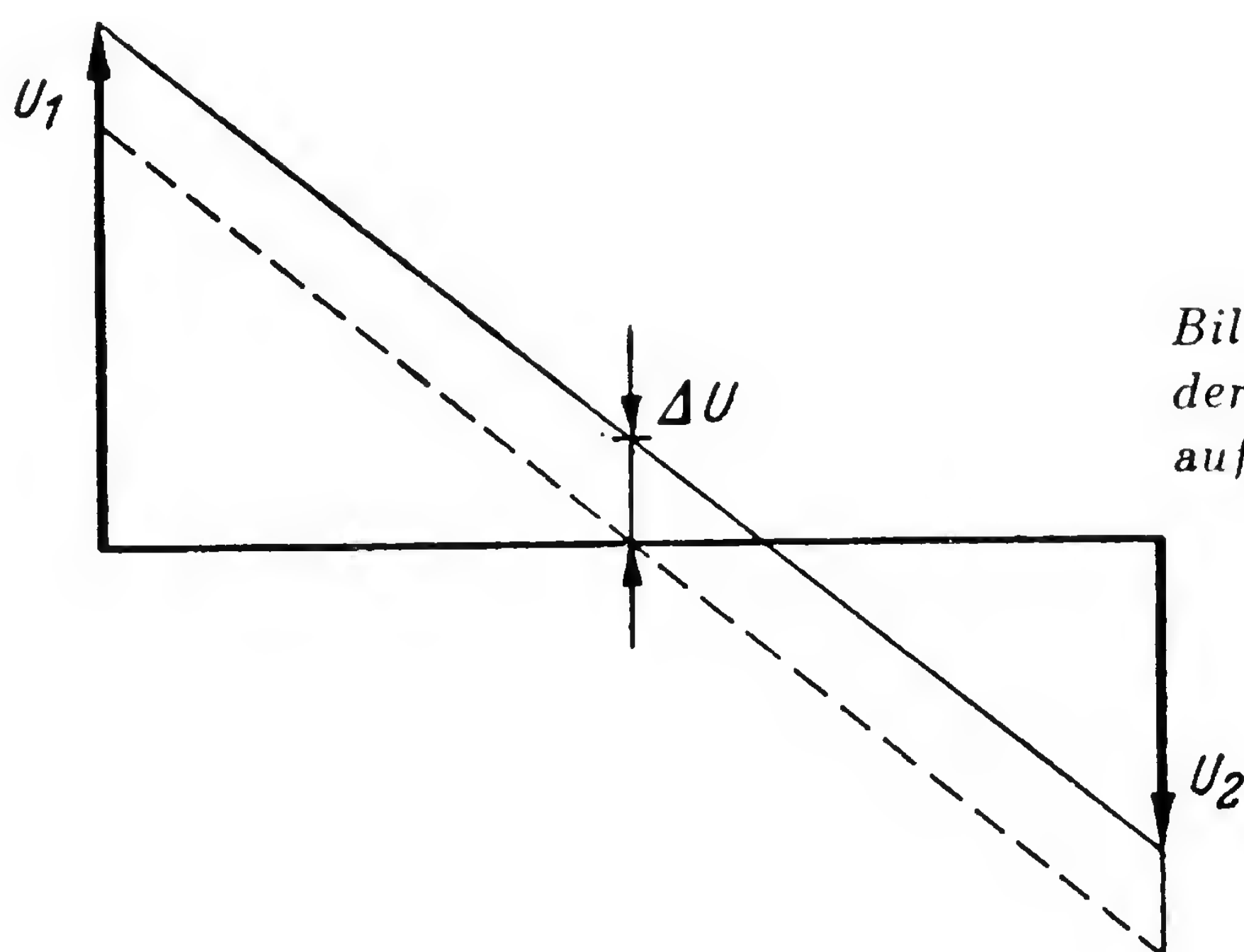


Bild 35. Einfluß einer Änderung der Röhren-Eingangskapazität auf die Schwingkreis-Spannung

Bei Anwendung einer derartigen Enttrübung des Brückenminimums kann man auch bei selbstschwingenden Trioden-Mischstufen erreichen, daß die störende Oszillatorspannung gut innerhalb der zugelassenen Grenzen bleibt.

Übrigens würde es keinen großen praktischen Vorteil mehr bringen, wenn es gelänge, das Minimum der Oszillatorspannung beliebig scharf zu machen. Man müßte nämlich dann, um diese Schärfe wirklich auszunützen, z. B. beim Röhrenwechsel, die Kapazität C_N neu abgleichen. Die Eingangskapazitäten der Röhren weisen bekanntlich eine gewisse Streuung auf. **Bild 35** veranschaulicht die Auswirkung einer Änderung der Röhren-Eingangskapazität von C_e auf $C_e + \Delta C$. Wenn die Brücke (**Bild 28**) vorher auf $C_N = C_e$ abgeglichen war, so war auch $U_1 = U_2$. Nach eingetretener Änderung gilt, wenn wir voraussetzen, daß sich die Rückkopplungsbedingungen nicht merklich geändert haben, und somit die gesamte Schwingkreisspannung nach wie vor denselben Wert U_0 aufweist

Unterdrückung der Oberwellen des Oszillators

$$U_1 : U_2 = \frac{1}{C_e} + \frac{1}{C_e + \Delta C}$$
$$U_1 + U_2 = U_0$$

Durch Auflösen des Gleichungspaares erhält man

$$U_1 = \frac{1}{2} U_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta C}{2 C_e}},$$

oder wenn $\frac{\Delta C}{2 C_e} \ll 1$: $U_1 \approx \frac{U_0}{2} \left(1 - \frac{\Delta C}{2 C_e} \right).$

Damit wird entsprechend Bild 35: $\Delta U \approx \frac{\Delta C}{4 C_e} \cdot U_0.$

Für das Beispiel einer Oszillatorspannung von $U_0 = 4 V_{\text{eff}}$ (über die ganze Spule gemessen) und für $C_e = 7 \text{ pF}$, $\Delta C = 0,5 \text{ pF}$ erhält man

$$\Delta U \approx \frac{0,5}{4 \cdot 7} \cdot 4 = 0,071 \text{ V}.$$

Das ist also die Spannung, welche nach dem betreffenden Röhrenwechsel zusätzlich am Brückenpunkt steht. Berücksichtigt man, daß durch den Resonanztransformator für die Empfangsspannung von diesem Brückenpunkt zur Antenne noch eine Abwärtstransformation der Störspannung bewirkt wird, so erscheint ein solcher Wert noch sehr wohl zulässig. Bei seiner Berechnung wurde im übrigen eine am Brückenpunkt nicht belastete Brücke vorausgesetzt. In Wirklichkeit liegen deshalb die entsprechenden Spannungswerte noch niedriger.

d) Unterdrückung der Oberwellen des Oszillators

Unter den **O b e r w e l l e n** ist die erste Oberwelle (die zweite Harmonische) besonders gefährlich, da sie einen großen Teil des 200-MHz-Fernsehbereichs überstreichen kann. Bei einer Empfangsfrequenz von 87,7 bis 100 MHz und einer Zwischenfrequenz von 10,7 MHz liegt die Grundwelle des Oszillators zwischen 98,4 und 110,7 MHz. Die erste Oberwelle besitzt dann die doppelte Frequenz mit 196,8 bis 221,4 MHz. Das 200-MHz-Fernsehband liegt jedoch zwischen 174 und 225 MHz.

Überdies zeigt die Praxis, daß in dem Frequenzband dieser Oberwelle häufig eine kräftige Abstrahlung unmittelbar vom Chassis des Empfängers und den daraufsitzen den Teilen aus erfolgt. Eine Entkopplung der Antenne gegen den Oszillator beeinflusst deshalb die Gesamtstrahlung oft nur unwesentlich.

Um diese Chassisstrahlung herabzusetzen, muß man zunächst alle Oszillatorspannung führenden Leitungen sehr sauber verlegen. Man muß

also darauf achten, daß alle Schaltleitungen des Oszillatorkreises möglichst kurz gehalten werden, man muß Schleifen in der Verdrahtung vermeiden, saubere Erdverbindungen und kurze Erdanschlüsse vorsehen. Trotzdem wird auch bei solchen Aufbauten die Oberwellenausstrahlung meist über den zulässigen Werten liegen. Man müßte also logischerweise den Oszillator mit allen zugehörigen Schaltelementen getrennt abschirmen, um brauchbare Ergebnisse zu erhalten. Eine wirklich wirksame Abschirmung wird jedoch ziemlich teuer. Sie muß praktisch ohne jeden Schlitz ausgeführt werden, da jeder solche Schlitz von sich aus wieder als Strahler wirken kann. Ferner müßte die gesamte Oszillator- und Mischstufe mit Abstimmelementen und Wellenschalter unter die Abschirmung gesetzt werden. Alle Leitungen, die aus dieser Abschirmung herausführen, müßten wirksam verdrosselt werden. Unter Umständen bedeutet ein solches Verfahren, daß auch die Vorstufe in die Abschirmung mit einbezogen werden muß und daß die Ausnützung einiger Röhren für AM-Empfang unmöglich gemacht wird.

Glücklicherweise ergibt jedoch eine nähere Untersuchung der Sachlage, daß so teure Maßnahmen nicht nötig sind, wenn man die Entstehung der Oberwellen unmittelbar an ihrem Ursprungsort verhindert. Die Praxis zeigt nämlich, daß in üblicher Rundfunkbauweise die Röhrenkapazitäten mit den Verbindungsleitungen zu den übrigen Bauelementen meist ungewollt Schwingungskreise ergeben, deren Eigenwelle in der Nähe von 200 MHz liegt.

Bild 36 soll diese Tatsache erläutern. Es ist dort eine übliche Oszillatorschaltung dargestellt. Während die Frequenz der Grundwelle maßgeblich durch den Abstimmkreis L_2C_2T bestimmt wird, besitzt dieser Aufbau auch noch ein zweites Resonanzgebilde, das durch den dick ausgezogenen Leitungsverlauf dargestellt wird. Dieser Resonanzkreis besteht aus der Selbstinduktion der Verbindungsleitungen (hauptsächlich der Verbindungsleitung L_1 zwischen der Röhre und dem Oszillatorkreis) und den Kapazitäten C_a , C_1 , C_2 und T . C_a ist die Ausgangskapazität der Oszillatordröhre, welche meist wesentlich kleiner ist, als die Kapazitäten C_1 , C_2 und T . Die unerwünschte Resonanz wird also hauptsächlich durch C_a und L_1 bestimmt. Ist die in Bild 36 dick eingezeichnete Leiterschleife insgesamt 10 bis 12 cm lang, so wird ihre Selbstinduktion rund $0,1 \mu\text{H}$ betragen. $0,1 \mu\text{H}$ ergeben mit einer Kapazität von 6 pF (d. i. die Größenordnung von C_a) eine Resonanzfrequenz von ziemlich genau 200 MHz. Parallel zu diesem, auf 200 MHz abgestimmten Resonanzkreis liegt der Generator der Oberwellen, die Röhre. Es ist unter solchen Umständen selbstverständlich, daß die in der Röhre entstehenden Oberwellen entsprechend aufgeschaukelt werden und daß deshalb die Oberwelle der Oszillatorfrequenz stark abgestrahlt wird.

Unterdrückung der Oberwellen des Oszillators

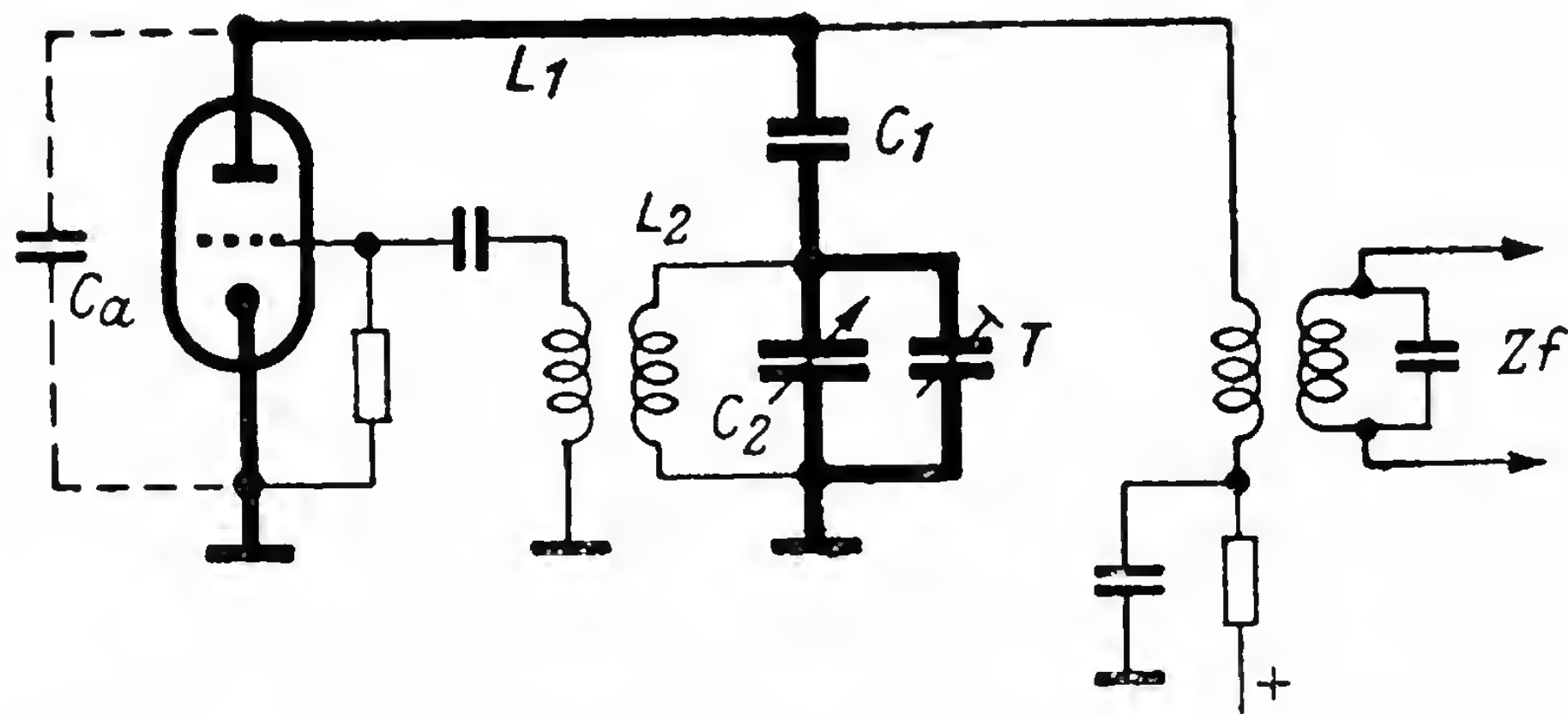


Bild 36. Ungewollte Resonanzgebilde bei Oszillatoren

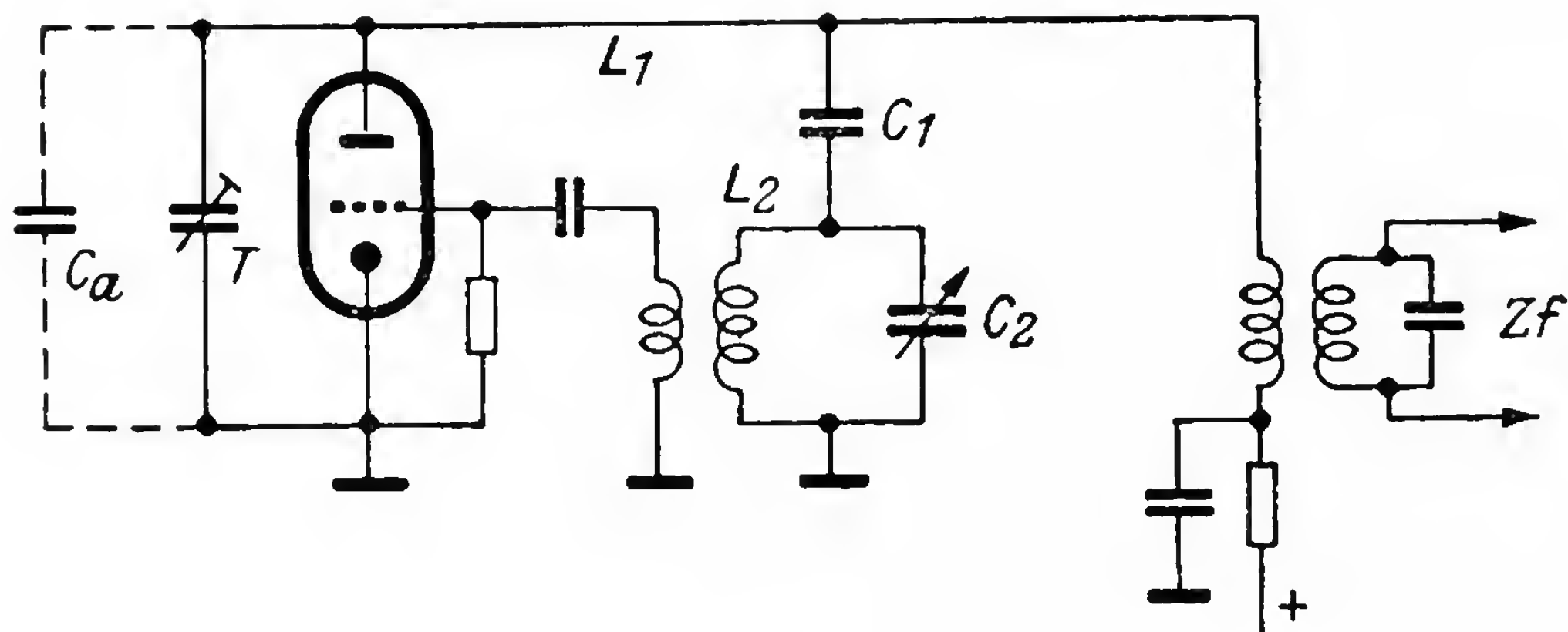


Bild 37. Herabsetzung der Oszillatorstrahlung durch andere Anordnung des Trimmers

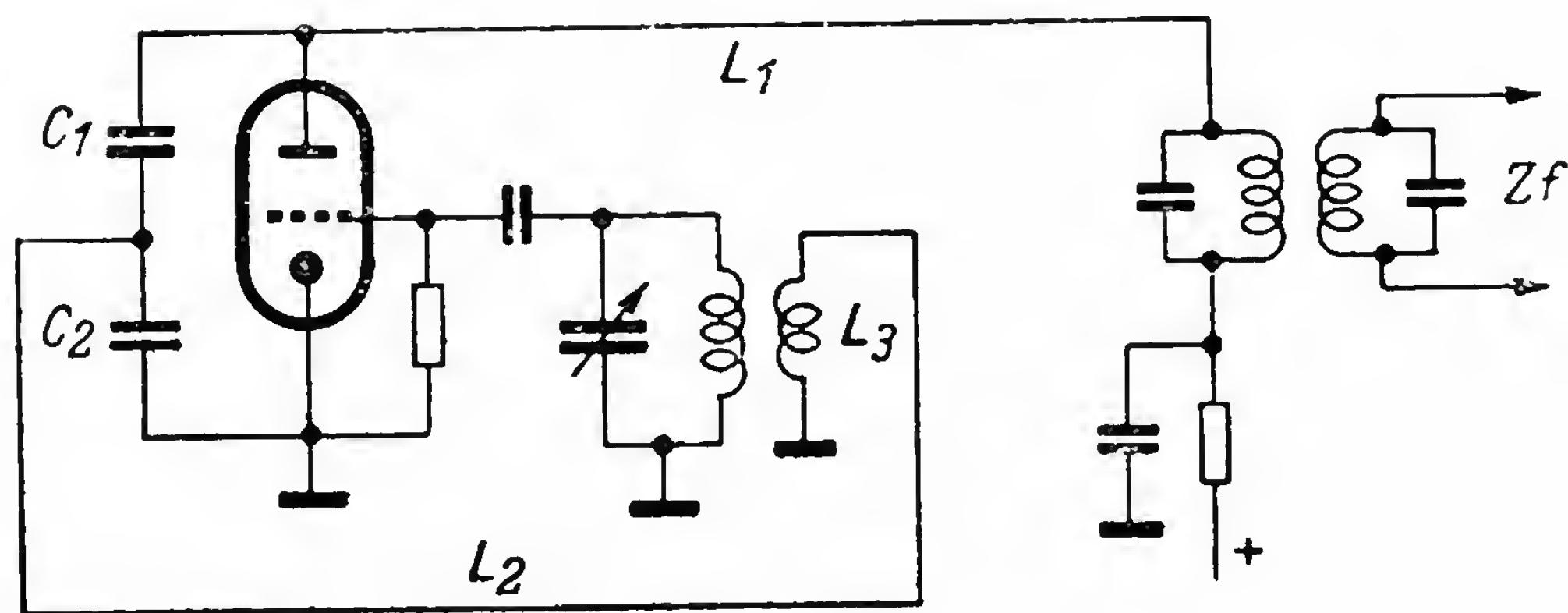


Bild 38. Oszillatorschaltung mit kapazitivem Spannungsteiler

Abhilfe läßt sich in einfacher Weise nach Bild 37 dadurch schaffen, daß man z. B. den Trimmer T vom Drehkondensator C_2 entfernt und ihn unmittelbar neben die Röhre setzt. Das ergibt eine Herabsetzung der Oberwellenstrahlung aus zwei Gründen:

1. Die unerwünschte Resonanz der in Bild 36 dick ausgezogenen Leiterschleife wird jetzt nicht mehr durch C_a , sondern durch $C_a + T$ bestimmt. Die Resonanzfrequenz verschiebt sich entsprechend.
2. Durch die Kapazität T werden die Oberwellen unmittelbar an ihrem Entstehungsort, nämlich an der Röhre, kurzgeschlossen.

Praktische Versuche bestätigen diese theoretischen Überlegungen. In verschiedenen Fällen genügte das einfache Umsetzen der Kapazität T, um

die Oberwellenausstrahlung des Chassis um angenähert eine Größenordnung herabzusetzen.

Die Anwendbarkeit dieser Maßnahme bleibt natürlich nicht auf eine Schaltung nach Bild 36 beschränkt. Man kann ähnliche Anordnungen für die meisten Oszillatorschaltungen benutzen. In **Bild 38** ist ein Anwendungsbeispiel für eine Schaltung dargestellt, bei welcher die Rückkoppelspule L_3 im Anodenkreis liegt. Es wurde hier zwischen die Anode und die Katode der Oszillatorröhre ein kapazitiver Spannungsteiler C_1C_2 gelegt, an dessen Abzweig die Rückkoppelspule angeschlossen wird. Sowohl die Leitung L_1 , als auch die Leitung L_2 sind dann mit so großen Kapazitäten abgeschlossen, daß sich Resonanzen um 200 MHz nicht mehr ausbilden können. C_1 und C_2 müssen natürlich wieder dicht an der Röhre angebracht werden.

Zu bemerken wäre noch, daß sich ähnliche Resonanzerscheinungen, wie in der Oszillatorröhre, auch an anderen benachbarten Röhren ausbilden können. Es empfiehlt sich deshalb, die beschriebene Anordnung einer Kapazität dicht an der Röhre auch für andere Stufen, z. B. für den Anodenkreis einer Vorröhre oder für den Gitterkreis der ersten Zf-Röhre anzuwenden.

Kombiniert man dieses Verfahren mit einem sonst richtigen Aufbau, so wird man meist ohne zusätzlichen Aufwand die Oberwellenabstrahlung durch das Chassis in erträglichen Grenzen halten können.

Für die Oberwellenausstrahlung über die Antenne gelten ähnliche Gesichtspunkte, wie für die entsprechende Grundwellenausstrahlung. Auch hier beträgt die in 30 m Entfernung gemessene Feldstärke etwa $1/50$ bis $1/100$ der Spannung an den Antennenklemmen.

Ebenso wird man mit einer Vorröhre am leichtesten die Antenne gegen den Oszillatorkreis entkoppeln können. Bei richtigem Aufbau wird man allerdings auch hier ohne Vorröhre auskommen.

Sollte die Antennenstrahlung aus irgend einem Grunde zu hoch liegen, so kann man die Antennenzuleitung verdrosseln oder durch einen auf 200 MHz abgestimmten Saugkreis die Oberwellenspannung am Gitter der Vorröhre oder an den Antennenbuchsen kurzschließen.

Da ein solcher Saugkreis jedoch den UKW-Eingang verstimmen kann, verwendet man besser zum Kurzschließen der Oberwellenspannung nach **Bild 39** eine kurzgeschlossene Leitung L , welche für 90 bis 100 MHz $\lambda/4$ lang ist. Sie besitzt dann für dieses Frequenzband einen sehr großen Widerstand und geht deshalb in die Abstimmungslage und Dämpfung des Antenneneingangs im UKW-Rundfunkband kaum ein. Für das 200-MHz-Band ist die gleiche Leitung jedoch etwa $\lambda/2$ lang und stellt somit einen Kurzschluß dar. Diese Leitung kann aus einem kurzgeschlossenen Stück normaler Antennenzuleitung bestehen, sie kann jedoch auch einfach dadurch

Mischstufen für kombinierte AM-FM-Empfänger

aufgebaut werden, daß man zwei isolierte, etwa 0,3 mm starke Drähte auf einen geeigneten Träger (z. B. einen hochohmigen $\frac{1}{2}$ -Watt-Widerstand)

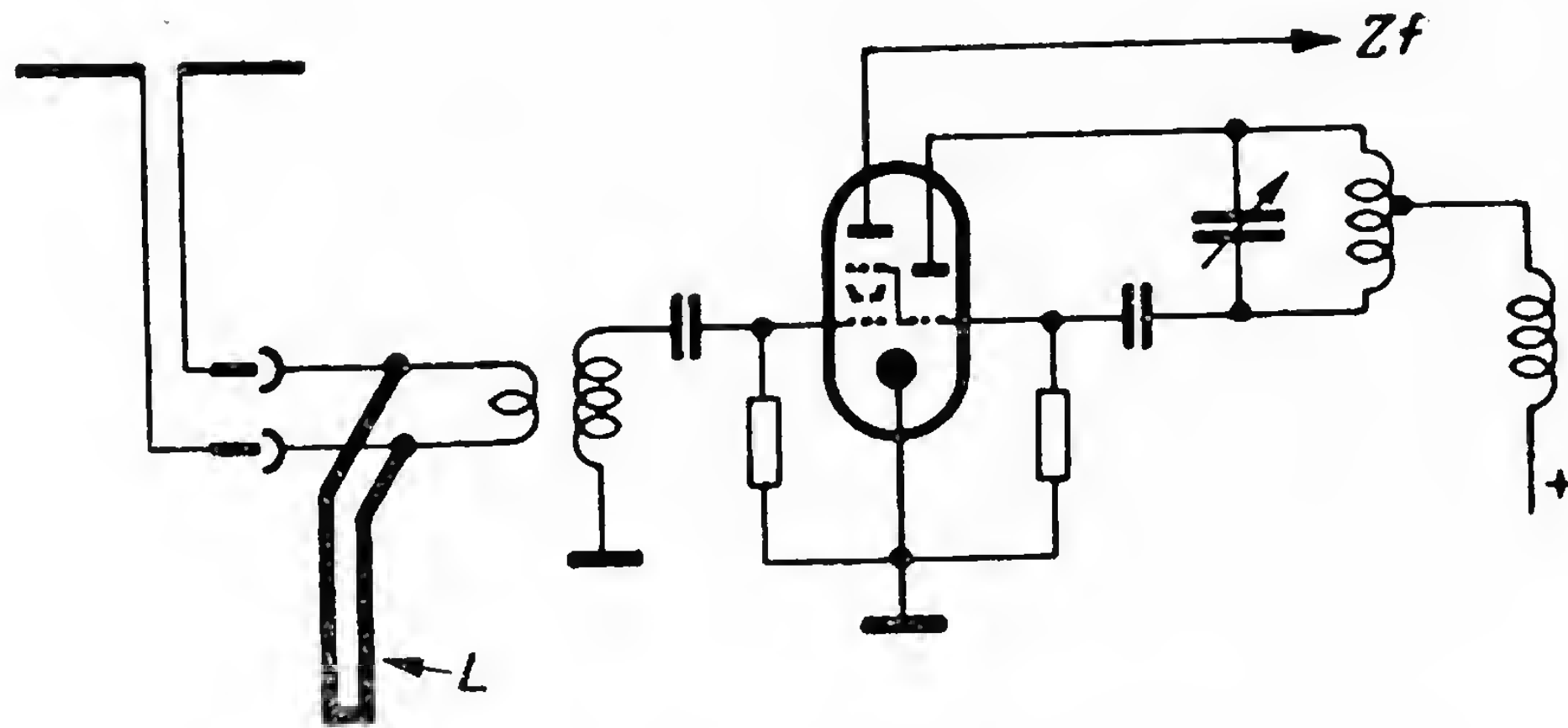


Bild 59. Kurzschluß der Oberwellenspannung

aufwickelt, die Drahtenden auf der einen Seite miteinander verbindet und die freibleibenden Enden an die kurzzuschließenden Stellen legt.

6. Mischstufen für kombinierte AM-FM-Empfänger

Nachdem im Vorangehenden die Möglichkeiten und Anforderungen für UKW-Mischstufen im allgemeinen besprochen worden sind, sollen jetzt noch einige Kombinationsmöglichkeiten für UKW-Mischstufen angegeben und über die Umschaltung vom UKW-Bereich auf die AM-Bereiche gesprochen werden.

Für die UKW-Mischung haben wir drei praktisch brauchbare Formen kennengelernt:

1. multiplikative Mischung in einer Triode-Hexode bzw. Triode-Heptode, wie bei längeren Wellen üblich,
2. additive Mischung in einer Triode oder Mehrgitterröhre mit einer zusätzlichen Triode als Fremd-Überlagerer,
3. additive Mischung in einer selbstschwingenden Triode oder Mehrgitterröhre.

Im Falle 1 wird gewöhnlich in AM-FM-Empfängern dieselbe Kombinationsröhre, z. B. ECH 11, ECH 42, sowohl für die Mischung in den AM-Bereichen, als auch für die UKW-Mischung verwendet. Im Falle 2 ist dies ebenfalls möglich. Es können aber auch Doppeltrioden (ECC 81) genommen werden. Im Falle 3 kann man entweder eine einzelne Pentode oder Triode für die UKW-Mischung vorsehen, oder man kann das Triodensystem einer kombinierten Mischröhre wie ECH/UCH 81 einmal als selbstschwingende UKW-Mischröhre, einmal als Oszillator für die AM-Bereiche schalten.

Zur Frage der UKW-Mischstufen

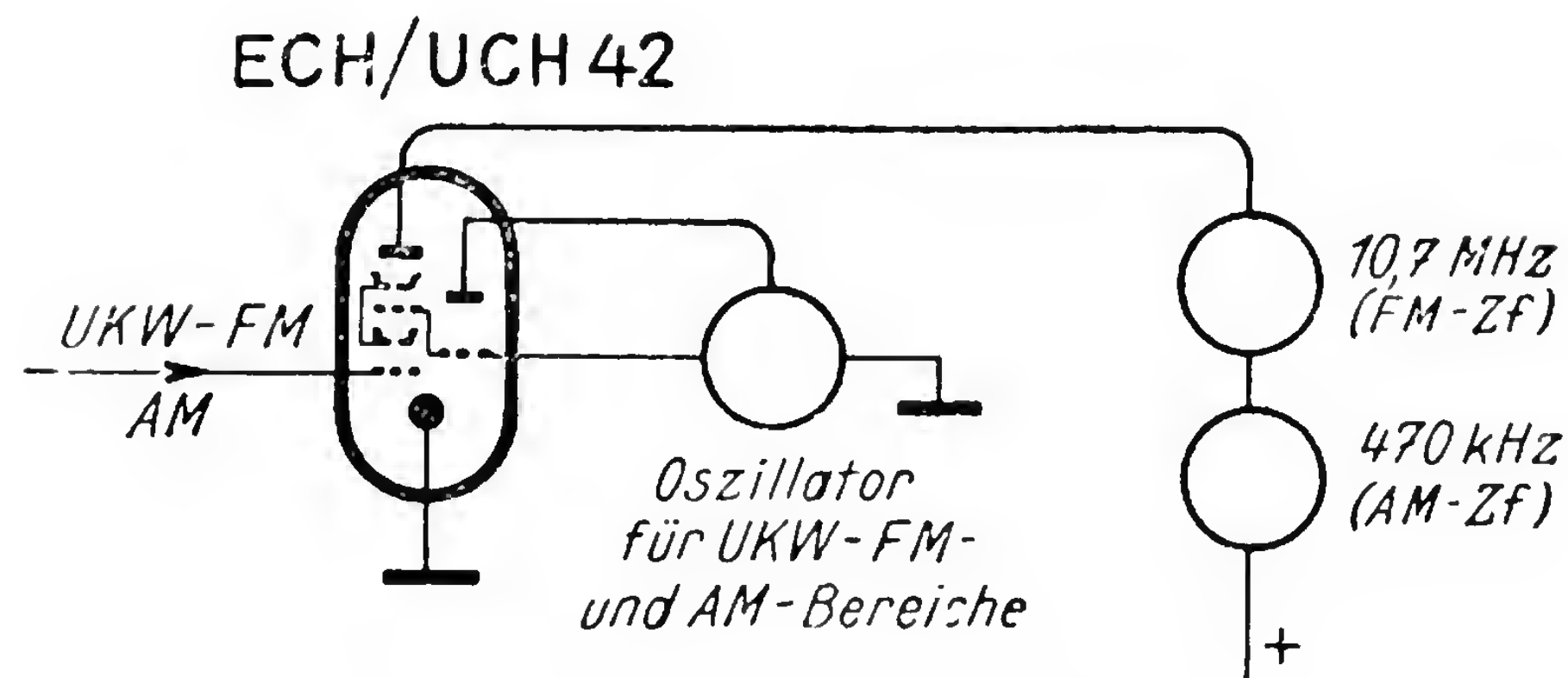


Bild 40. Kombinierte Triode-Hexode für UKW- und AM-Bereiche in gleicher Weise verwendet (multiplikative Mischung)

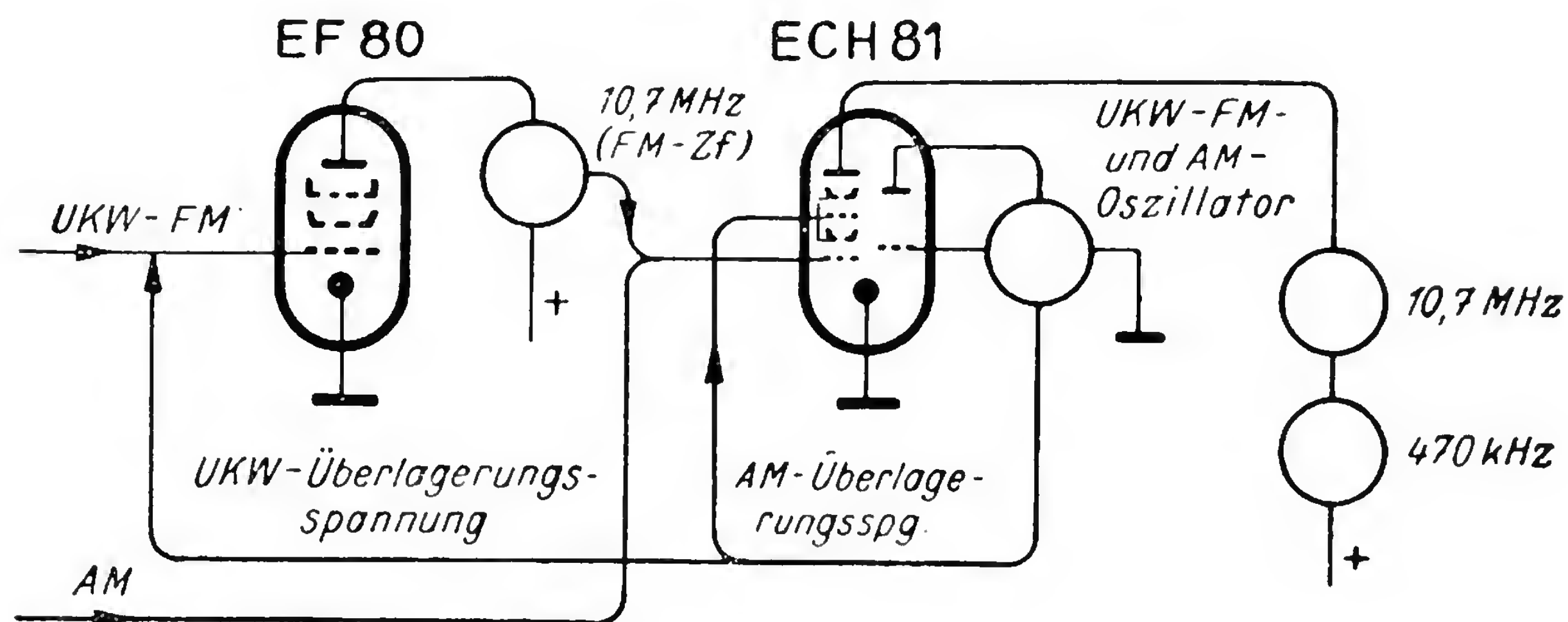


Bild 41. Bei UKW additive Mischung in Pentode mit Fremdüberlagerung, bei AM multiplikative Mischung in Heptode-Triode. Die Triode ist für sämtliche Oszillatorbereiche umschaltbar. Das Heptodensystem dient bei UKW-Empfang als 1. Zf-Stufe.

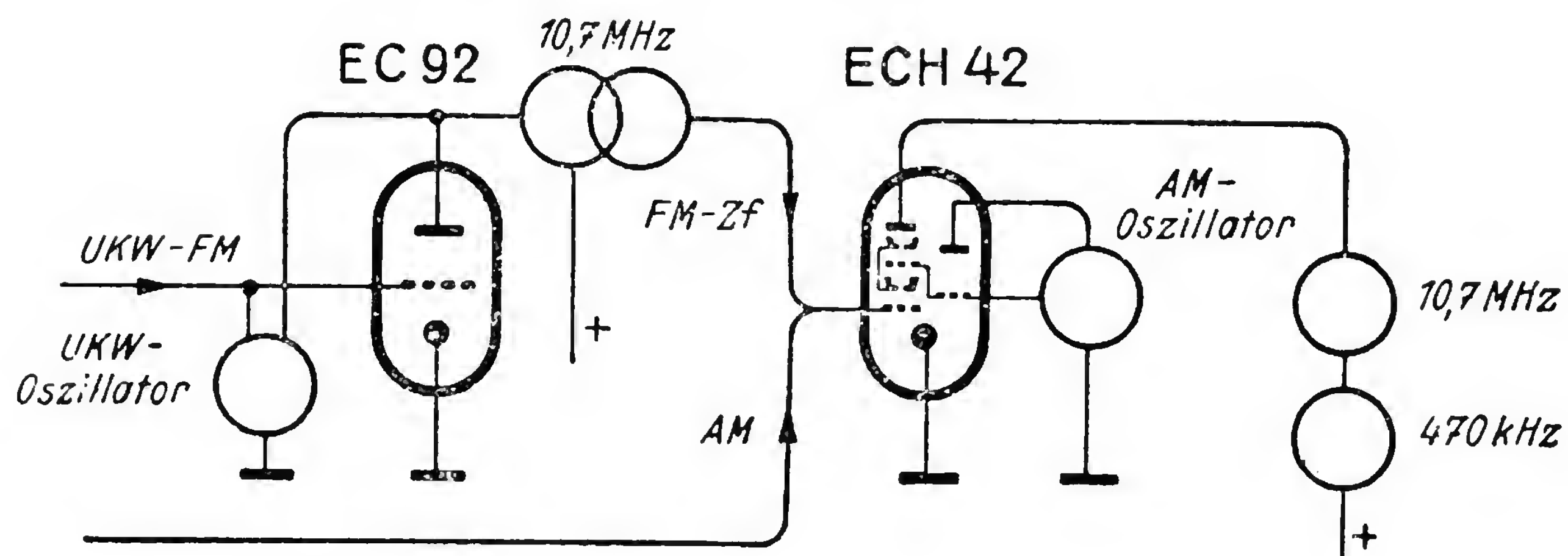


Bild 42. Für UKW-FM-Empfang selbstschwingende Mischtriode, für AM-Empfang Triode Hexode in multiplikativer Betriebsweise. Das Hexodensystem der letzteren dient beim UKW-Empfang wieder als 1. Zf-Stufe.

Einige solche Kombinationen sind in den vorstehenden schematischen Darstellungen angegeben (Bild 40 bis Bild 43). Für die Auswahl aus diesen Kombinationen mag noch auf folgende wichtige Gesichtspunkte hingewiesen werden: Die konstruktiv übersichtlichsten Lösungen erhält man, indem man für die UKW-Mischung und für die Mischungen in den AM-Bereichen nicht dieselbe Röhre verwendet und die UKW-Mischröhre evtl. zusammen mit der UKW-Vorstufe zu einer Art UKW-Baustein zusammen-

Mischstufen für kombinierte AM-FM-Empfänger

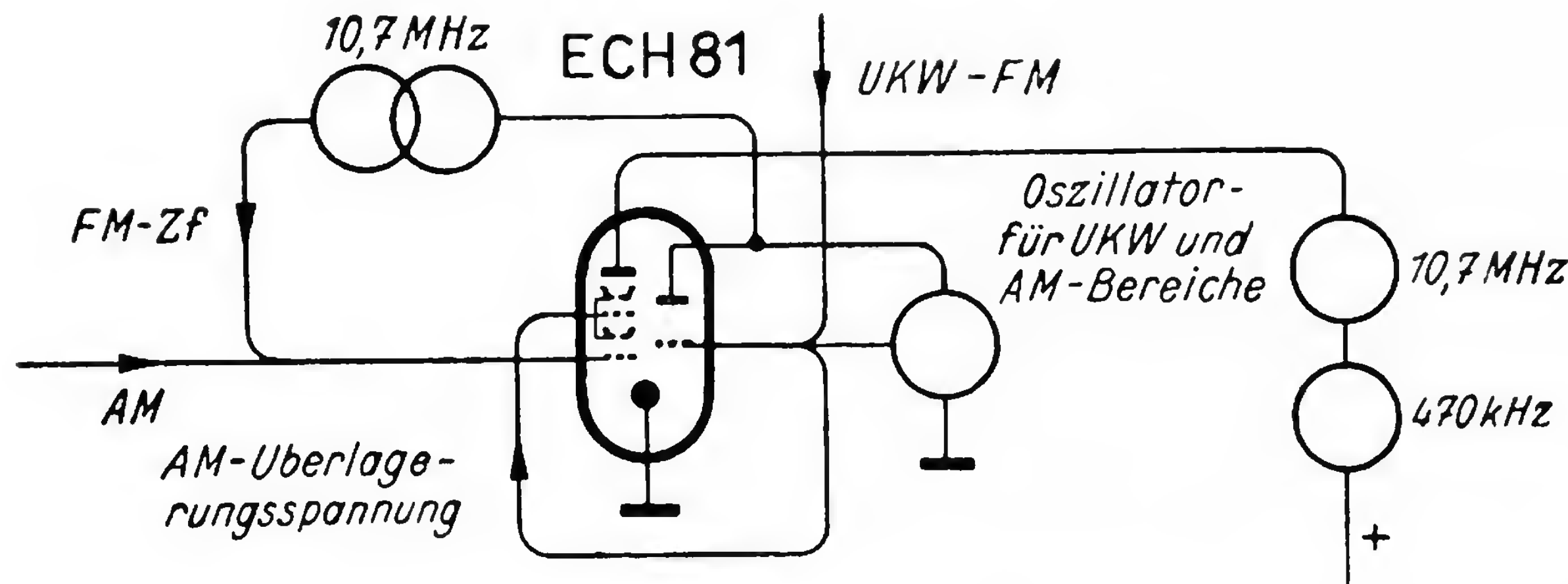


Bild 43. Kombinierte Triode-Heptode, deren Triodensystem bei UKW-FM-Empfang als selbstschwingender Mischer arbeitet, während bei AM-Empfang in der Heptode multiplikativ gemischt wird. Bei UKW-Empfang dient die Heptode als 1. Zf-Verstärkerstufe

faßt. Die Bereichsumschaltung kann dann im wesentlichen gleichstrommäßig erfolgen. Eine solche Lösung dürfte auch die günstigsten Eigenschaften in Bezug auf schädliche Oszillatorausstrahlung haben. Sie hat jedoch meist den Nachteil höherer Herstellungskosten. — Bezüglich der Frequenzstabilität des Oszillators ist es am günstigsten, eine Einzeltriode für die UKW-Mischung bzw. Überlagerung zu nehmen, weil eine solche Röhre weniger warm wird als eine Kombinationsröhre. Auch diese Lösung wird oftmals mit etwas höheren Kosten verbunden sein.

Literatur

- [1] Vergl. auch Nowotny, Radiotechnik 5/1950, S. 225—230.
- [2] Steimel, Telefunkenröhre 1, H. 2 (1934/35), S. 45—57.
- [3] Rothe-Kleen, Bd. 3, Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker, 2. Aufl., S. 290. Akad. Verlagsges. Becker und Erler, 1944.
- [4] W. Kleen, Telefunken-Mitt., 21. Jahrg., Nr. 84 (Sept. 1940), S. 8.
- [5] Nowak-Schilling: Vom Dipol zum Lautsprecher, 1. Aufl., S. 267 ff. Verlag Weidemanns' Buchhandlung, Hannover, 1950.
- [6] H. Meinke, Theorie der Hochfrequenzschaltungen. Verlag R. Oldenburg, München 1951, S. 288.
- [7] R. Sittner und J. Stegmüller, DPa Telefunken v. 22. 3. 1952.

UKW-Mischung in Mehrgitterröhren

1. Allgemeines

Im ersten Aufsatz dieses Buches waren schon einige allgemeine Gesichtspunkte angegeben worden, die für die Wahl des Mischprinzips und der Mischröhre für den UKW-Bereich in Betracht kommen. Die wichtigsten Möglichkeiten sind

1. multiplikative Mischung in einer Doppelsteuerröhre,
2. additive Mischung in einer Pentode,
3. additive Mischung in einer Triode.

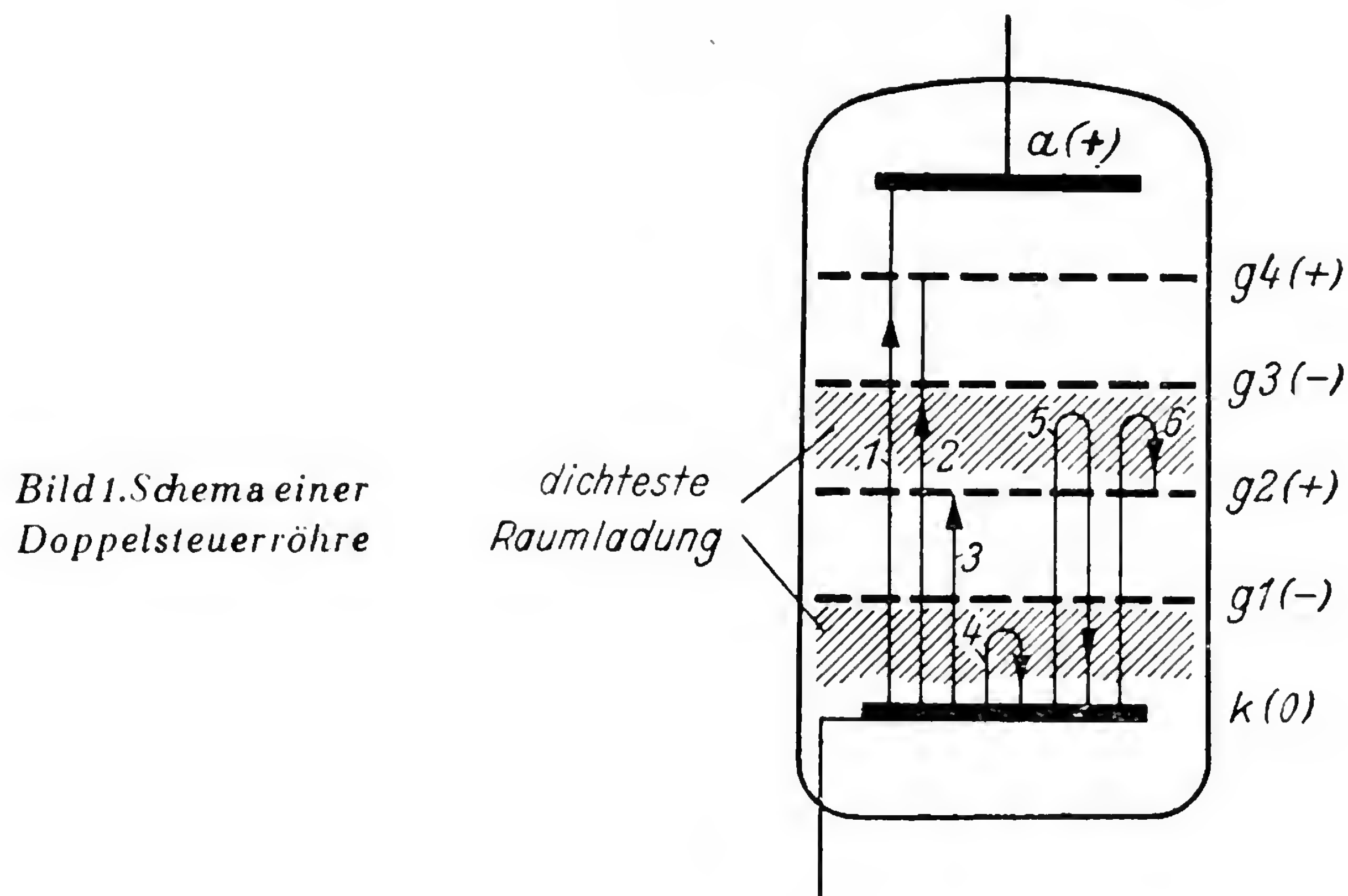
Bei der 1. Möglichkeit liegen Empfangskreis, Oszillatorkreis und der Primärkreis des 1. Zf-Bandfilters an verschiedenen Röhrenelektroden. Sie sind daher weitgehend unabhängig voneinander und machen deshalb beim Einstellen im Prüffeld die geringste Mühe. Bei der Pentodenmischung ist wenigstens der genannte Zf-Primärkreis noch unabhängig von den anderen Kreisen, während für die Trennung des Empfangskreises vom Oszillatorkreis meist das Brückenprinzip angewandt werden muß. Bei der Triodenmischung endlich müssen weitere Kunstgriffe angewandt werden, um die zunächst für alle drei Kreise bestehende Gefahr der gegenseitigen Beeinflussung zu umgehen. Schaltungsmäßig gesehen ist daher die multiplikative Doppelsteuermischung am einfachsten durchzuführen, es folgt dann die additive Pentodenmischung, und zuletzt in der Reihe die Mischung in einer Triode.

Es sollen deshalb zunächst in diesem Aufsatz die beiden erstgenannten Möglichkeiten noch weiter behandelt werden, wobei hauptsächlich spezifische Röhrenfragen eine Rolle spielen. In einem dritten Aufsatz sollen dann die Trioden-Mischstufen ausführlich besprochen werden, welche zur Zeit sicherlich die größte praktische Bedeutung haben. Dabei treten vielfach Schaltungsprobleme in den Vordergrund.

2. Multiplikative Mischung bei UKW

Für den AM-Rundfunkempfang hatten sich bekanntlich zwei verschiedene Gruppen von multiplikativen Mischröhren eingeführt. Die einen sind die kombinierten Trioden-Hexoden; bei ihnen wird die Oszillatorschwingung in einem besonderen Triodensystem erzeugt und dem hinteren

Steuergitter eines Hexodensystems zugeführt, während das vordere (katodenseitige) Steuergitter mit dem Empfangskreis verbunden ist. Die anderen sind die Pentagrid-Converter und Oktoden, bei welchen das vordere Steuergitter Oszillatorspannung führt, während das hintere Steuergitter an den Empfangskreis angeschlossen ist. Die beiden Gruppen unterscheiden sich also durch eine Vertauschung der Funktionen der beiden Steuergitter.



Während sich nun im Gebiet der Mittel- und Langwellen beide Systeme in der Praxis gut bewährt haben, treten bei höheren Frequenzen beträchtliche Unterschiede zwischen den beiden Betriebsarten einer Doppelsteuerröhre zutage. Zur Veranschaulichung ist in **Bild 1** ein Hexodensystem gezeichnet. Darin sind schematisch sechs verschiedene Wege angedeutet, welche die Elektronen nehmen können:

1. zur Anode a,
2. zum hinteren Schirmgitter g_4 ,
3. zum vorderen Schirmgitter g_2 ,
4. Umkehr zur Katode vor dem vorderen Steuergitter g_1 ,
5. Umkehr zur Katode vor dem hinteren Steuergitter g_3 ,
6. Umkehr zum vorderen Schirmgitter vor dem hinteren Steuergitter.

Die Wirkung der beiden Steuergitter ist so, daß die Spannung an g_1 im wesentlichen die Summe der zu a, g_4 und g_2 fließenden Elektronenströme regelt, während die Spannung an g_3 den Anteil an dieser Summe bestimmt, welcher zu a bzw. g_4 gelangt. g_3 heißt deshalb auch „Stromverteilungssteuergitter“. Manchmal wird zwischen g_4 und a noch ein Bremsgitter g_5 angebracht; man spricht dann von einer Heptode. Dieses Bremsgitter ist für die

hier zu betrachtenden Betriebsarten ohne besondere Bedeutung; es dient zur Erhöhung des inneren Widerstandes und macht eine etwaige Sekundäremission des Gitters g_4 und der Anode unschädlich. Beim Pentagrid-Converter und bei der Oktode wird zwischen g_1 und g_2 noch eine gitterartige Elektrode eingefügt, die auf positives Potential gelegt wird. Sie dient mit g_1 zusammen zur Erzeugung der Oszillatorschwingung durch Rückkopplung, indem sie die Rolle einer Hilfsanode übernimmt.

Führt man nun die Oszillatorspannung dem vorderen Steuergitter einer Doppelsteuerröhre zu bzw. läßt man diese Spannung an g_1 entstehen, so wird die gesamte auf die weiter hinten liegenden Elektroden gelangende Elektronenströmung durch die Oszillatorspannung durchgesteuert. Das Gitter g_3 wird von dem zu g_4 und a fließenden Elektronenstrom durchflossen, welcher vor seinem Durchtritt durch g_3 eine Raumladungswolke bildet, deren Dichte ebenfalls im Takt der Oszillatorfrequenz wechselt. Obwohl g_3 durch das Schirmgitter g_2 bis zu einem gewissen Grade gegenüber g_1 statisch abgeschirmt ist, entstehen auf ihm durch Influenz von der genannten Raumladungswolke Wechselladungen, die in dem angeschlossenen Empfangskreis eine oszillatorfrequente Störspannung hervorrufen. Diese Wirkung wird um so stärker, je höher die Frequenz und je höher die Impedanz des Eingangskreises sind.

Wird andererseits das vordere Steuergitter an den Empfangskreis angeschlossen und die Oszillatorspannung dem hinteren Steuergitter zugeführt, so wird durch diese Wechselspannung im wesentlichen nur die Verteilung des schon durch g_2 hindurchgetretenen Elektronenstromes auf a und g_4 einerseits und auf g_2 andererseits gesteuert. Dagegen wird die sich vor g_1 ausbildende Raumladung nur wenig beeinflusst. Der in Bild 1 gezeichnete Elektronenweg 5 wird nur von einem sehr kleinen Bruchteil der Elektronen eingeschlagen, und dem entspricht eine verhältnismäßig schwache Influenzwirkung auf g_1 . Die am Empfangskreis auftretende oszillatorfrequente Störspannung ist bei dieser Betriebsweise sehr viel kleiner.

Im vorhergehenden Aufsatz war ausgeführt worden, daß es bei UKW-Mischstufen ganz besonders auf eine Vermeidung von solchen Störspannungen ankommt. Dies dürfte der wesentliche Grund sein, weshalb multiplikative Mischstufen bisher nur in dieser zuletzt genannten Anordnung unter Verwendung kombinierter Trioden-Hexoden betrieben worden sind, während das Pentagrid-Converter- und Oktoden-Prinzip keine Anwendung gefunden hat.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß auch bei AM-Empfang im Kurzwellengebiet die Triode-Hexode aus demselben Grund bevorzugt wird. Es kommt dort allerdings noch ein weiterer Grund hinzu, der mit der Verstärkungsregelung der Mischstufe zusammenhängt. Bei der kom-

biniierten Triode-Hexode wird die Regelspannung dem Gitter g_1 des Hexodensystems zugeführt, während die Oszillatorschwingung mittels des Triodensystems erzeugt wird. Beim Pentagrid-Converter und bei der Oktode läßt man die Regelspannung auf das hintere Steuergitter wirken, während die Oszillatorschwingung mit Hilfe des vorderen Steuergitters im selben Röhrensystem erzeugt wird. Wenn auch die Größe der negativen Vorspannung am hinteren Steuergitter einer Oktode die Schwingamplitude nur wenig beeinflußt, so ändert sich doch die Frequenz der Schwingungen beim Regelvorgang merklich. Bei der kombinierten Triode-Hexode bzw. Triode-Heptode kann diese Änderung erheblich kleiner gehalten werden, so daß sich hier ein weiterer Vorteil für diese Röhrenart ergibt, welcher aber für UKW-Mischung wegen des Fortfalls der Regelung der Mischstufe ohne Bedeutung ist.

3. Betriebseigenschaften der Triode-Hexode bzw. -Heptode bei UKW

Verwendet man eine Triode-Hexode bzw. -Heptode als multiplikative UKW-Mischröhre, so ergeben sich bezüglich des Mischvorganges als solchen nur relativ geringe Unterschiede gegenüber Langwellen. Die Elektronenlaufzeiten wirken sich bei 100 MHz noch nicht wesentlich auf die Größe der Mischsteilheit aus, und die etwas anderen Phasenverhältnisse innerhalb des Hexodensystems sind ohne praktische Auswirkung.

Auch bei UKW sind die an den verschiedenen Röhren-Elektroden liegenden Schwingkreise soweit entkoppelt, daß keine gegenseitigen Verstimmungen z. B. beim Trimmen zu bemerken sind. Erst bei einer feineren Untersuchung zeigen sich noch gewisse Auswirkungen einer restlichen Verkopplung zwischen dem Oszillatorkreis und dem Empfangskreis, die aber doch für die Betriebseigenschaften von Bedeutung sind. Es sei vorausgesetzt, daß die äußere Schaltung so ausgeführt sei, daß durch sie keine weiteren Kopplungen hervorgerufen werden. Dann liegt die hauptsächliche Kopplungsursache in der Kapazität zwischen dem 1. und 2. Steuergitter der Hexode; bei der ECH 42 z. B. muß man trotz des dazwischenliegenden Schirmgitters mit etwa 0,3 pF rechnen. Dazu kommt der Einfluß der schon erwähnten Rückelektroden (vgl. Bild 1, Weg 5!), der bei dieser Betriebsweise meist wesentlich kleiner ist als der soeben genannte Einfluß der kapazitiven Kopplung. Eine dritte, nicht zu vernachlässigende Kopplungsursache liegt in der gemeinsamen Katodenableitung von der Trioden- und Hexodenkatode über Röhrenstift und Fassung bis zur Masse.

Wegen der verhältnismäßig großen Oszillatorspannung, die für eine multiplikative Mischung nötig ist, und wegen der geringen Kapazitäten der UKW-Schwingkreise genügen diese Kopplungsursachen, um auf dem Empfangsgitter eine merkliche Spannung der Oszillatorfrequenz (einige Zehntel Volt) hervorzurufen. Diese Spannung kann, wenn man keine

UKW-Vorstufe verwendet, wenn die Antenne also direkt an den Empfangskreis angekoppelt wird, zu einer unzulässig großen Störausstrahlung führen.

Außerdem bewirkt diese Wechselspannung zwei weitere interessante Effekte. Es tritt dann zu der multiplikativen Mischung eine **additive Mischung** hinzu, welche die Mischsteilheit entweder vergrößert oder verkleinert. Liegt die Oszillatorfrequenz über der Resonanzfrequenz des Eingangskreises, so tritt die Oszillator-Teilspannung an diesem Kreis mit annähernd derselben Phase auf wie am hinteren Steuergitter. Dadurch ergibt sich eine erhöhte Mischsteilheit. Bei tiefliegender Oszillatorfrequenz aber wird die Teilspannung am Empfangskreis gegenphasig, was sich in einer Verringerung der Mischsteilheit auswirkt.

In beiden Fällen ist die Auswirkung relativ gering, wenn die Vorspannung des Empfangsgitters so liegt, daß sich bei rein multiplikativem Betrieb die größtmögliche Mischsteilheit ergeben würde. Der Einfluß wird jedoch größer, sobald man die Gittervorspannung etwas mehr negativ wählt. Durch diesen Zusammenhang wird bewirkt, daß bei UKW-Mischung mit einer solchen Hexode die Wahl der Vorspannung am Empfangsgitter weniger kritisch ist als bei Langwellenbetrieb.

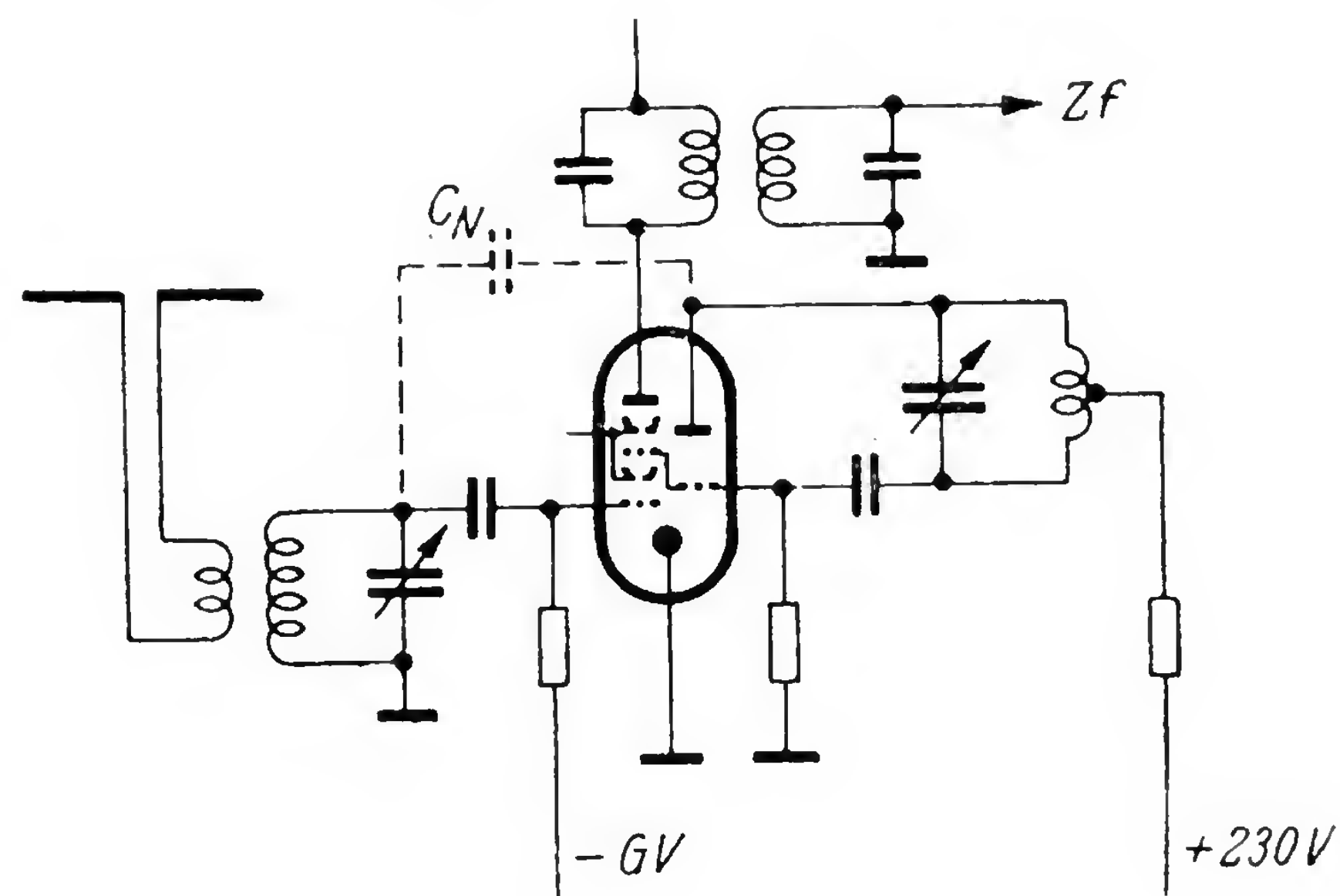
Der weitere Effekt, der mit der Verkopplung von Oszillatorkreis und Eingangskreis verbunden ist, besteht darin, daß die Oszillatortriode eine gewisse **Entdämpfung des Eingangskreises** bewirkt. Das macht sich z. B. in einer geringeren Resonanzbreite des Empfangskreises bemerkbar, als nach dem Eingangsdämpfungswiderstand der Hexode usw. zu erwarten wäre. Dieser kleineren Dämpfung entsprechend erhält man eine höhere Antennentransformation. Die Oszillator-Triode ist ja rückgekoppelt und kann dadurch auf einen mit dem Oszillatorkreis gekoppelten Kreis auch dann noch eine Entdämpfungswirkung ausüben, wenn dieser eine etwas andere Resonanzfrequenz besitzt. Auch die Tatsache, daß die Oszillatortriode bereits eine Schwingung erzeugt, hindert diese Entdämpfungswirkung nur insoweit, als die mittlere Steilheit beim Schwingen kleiner ist.

Bei „hochliegendem“ Oszillator wirken sich die beiden eben geschilderten Effekte günstig auf die praktisch erzielbare Mischverstärkung aus. Auch das Verhältnis Empfang/Rauschen wird dadurch verbessert. Denn sowohl die Mischsteilheitsvergrößerung als auch die Entdämpfung durch die Oszillatortriode ergeben keinen gegenüber dem hohen Stromverteilungsrauschen einer Hexode in Betracht kommenden Zuwachs an Rauschen, wohl aber vergrößern sie die Antennentransformation bei günstigster Kopplung und die Spannungsverstärkung der Mischstufe für den Empfang. Für eine Mischstufe mit der Röhre ECH 42 z. B. würde sich mit den für Langwellen gültigen Werten $R_a = 75 \text{ k}\Omega$, $R_e = 1.8 \text{ k}\Omega$ mit Berücksichtigung eines Eingangskreises mit einem Ersatzparallelwider-

stand von $6 \text{ k}\Omega$ eine (zusätzliche) Geräuschzahl von $F_1 = 4 \frac{R_a}{R_1} = 4 \cdot \frac{75}{1,4} = 215$ ergeben. Eine Messung im günstigsten Arbeitspunkt bei UKW-Betrieb ergibt jedoch $F'_1 \approx 115$.

In Bild 2 ist die Schaltung einer multiplikativen Mischstufe für UKW mit der Röhre ECH 42 dargestellt. Bild 3 zeigt für diese Schaltung die

Bild 2. Multiplikative Mischschaltung mit Neutralisations-Kapazität C_N



für die Mischverstärkung bei UKW maßgebliche Größe $\ddot{u} \cdot S_c$, d. h. das Produkt aus der Spannungsübersetzung \ddot{u} von einer $240\text{-}\Omega$ -Antenne auf das Empfangsgitter und der Mischsteilheit S_c . Als Abszisse dient die Gittergleichspannung U_{g1} . Die Werte von $\ddot{u} \cdot S_c$ wurden für den Fall eines mitlaufend abgestimmten Eingangskreises für die einzelnen Gitterspannungswerte als Bestwerte ermittelt, indem für jedes U_{g1} diejenige Schirmgitter- und Oszillatorspannung gesucht wurde, bei welcher sich unter Berücksichtigung der Schirmgittergrenzlast jeweils das Maximum von $\ddot{u} \cdot S_c$ ergab. Außerdem mußte natürlich für jeden Meßpunkt die Antennenkopplung und die Schwingkreisabstimmung optimal eingeregelt werden. In Bild 3 sind die entsprechenden Kurven für diese günstigste Schirmgitter- und Oszillatorspannung mit eingezeichnet.

Man erkennt aus dem Diagramm, daß die Wahl der Gittervorspannung U_{g1} bei einer solchen UKW-Mischstufe weniger kritisch ist als bei längeren Wellen. Geht man nämlich mit U_{g1} in negativer Richtung, so wirkt dem Abfall von S_c eine Verringerung der Dämpfung des Eingangskreises durch die Röhre entgegen, d. h. ein Anstieg von \ddot{u} , welcher denjenigen des Produktes $\ddot{u} \cdot S_c$ verlangsamt.

Bild 4 zeigt ein entsprechendes Diagramm für die Rauschzahl F_M (in kT_0 -Einheiten) und den niederfrequenten Rauschabstand Q_{Nf} derselben Mischstufe, unter der Voraussetzung, daß diese Mischstufe ohne vorausgehende Hf-Verstärker-Stufe betrieben wird. Die Werte von Q_{Nf} sind als Ver-

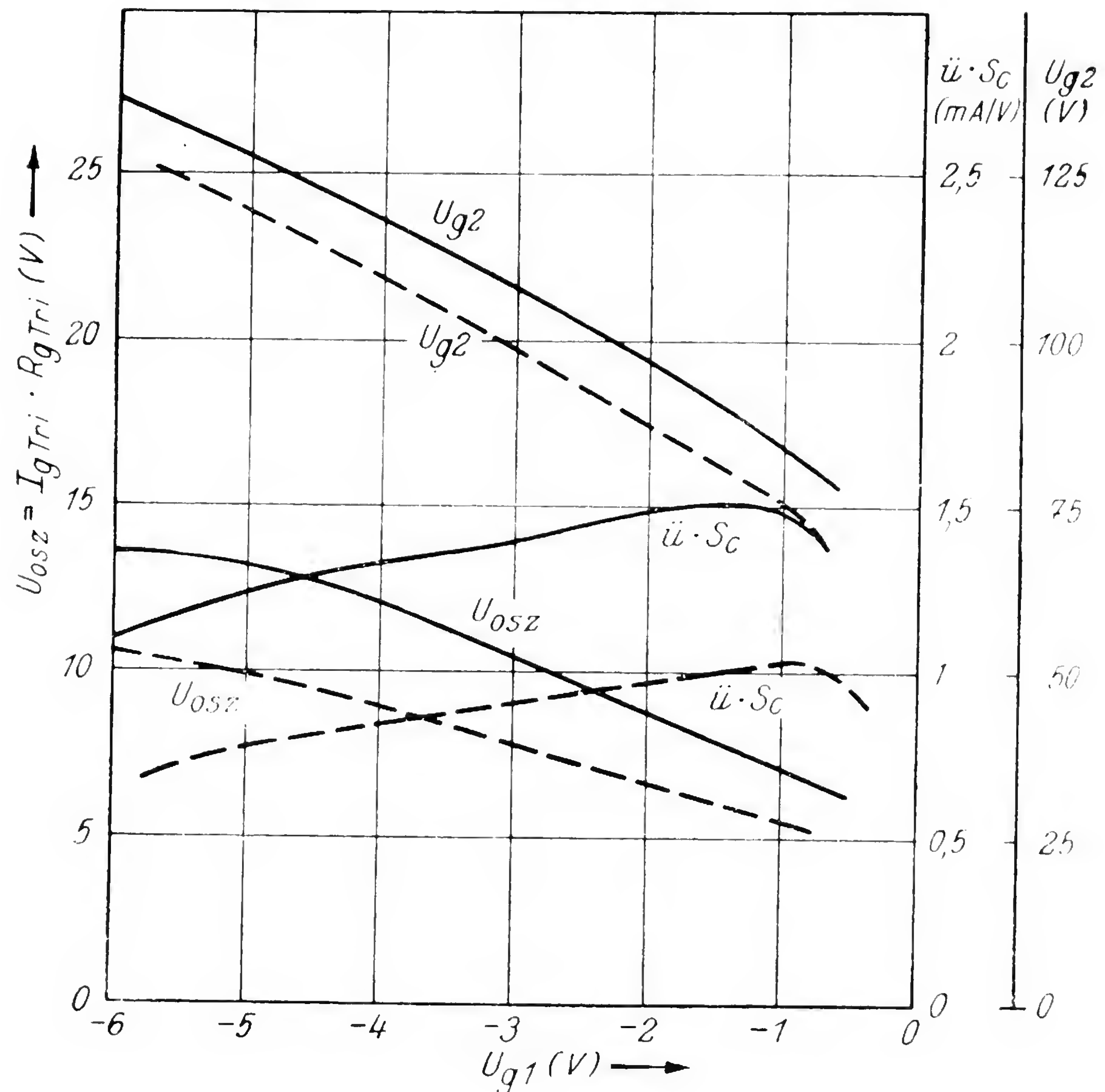


Bild 3. ECH 42 in multiplikativer Mischschaltung bei 93 MHz. Ausgezogene Kurven: hochliegende Oszillatorfrequenz; gestrichelte Kurven: tiefliegende Oszillatorfrequenz $R_{gTri} = 20 \text{ k}\Omega$, $U_a = 250 \text{ V}$. Schirmgitterspannung, Oszillatorspannung und Antennenkopplung jeweils optimal eingestellt (bei Beachtung der Schirmgitter-Grenzlast)

hältnisse der Nutzspannung zur Rauschspannung am Empfänger-Ausgang definiert. Sie beziehen sich auf eine Antennenspannung von $100 \mu\text{V}$ an 240 Ohm und auf einen FM-Super mit guter Begrenzung und mit der üblichen Nf-Rückentzerrung. Für jeden eingestellten Wert von U_{g1} wurden die übrigen Betriebswerte so gesucht, daß sich jeweils ein Minimum der Rauschzahl bzw. ein Maximum des Rauschabstandes ergab. Obwohl die Betriebswerte für besten Rauschabstand etwas anders liegen als diejenigen für größtes $i_u \cdot S_c$, zeigt sich doch eine Ähnlichkeit der beiden Diagramme in der Art des Kurvenlaufes.

Für die Mischröhre ECH 81 ergeben sich bei multiplikativem Betrieb ganz ähnliche Verhältnisse.

Im allgemeinen wird man nun aus Gründen des Rauschabstandes eine multiplikative Mischstufe hinter einer Hf-Verstärker-Stufe betreiben.

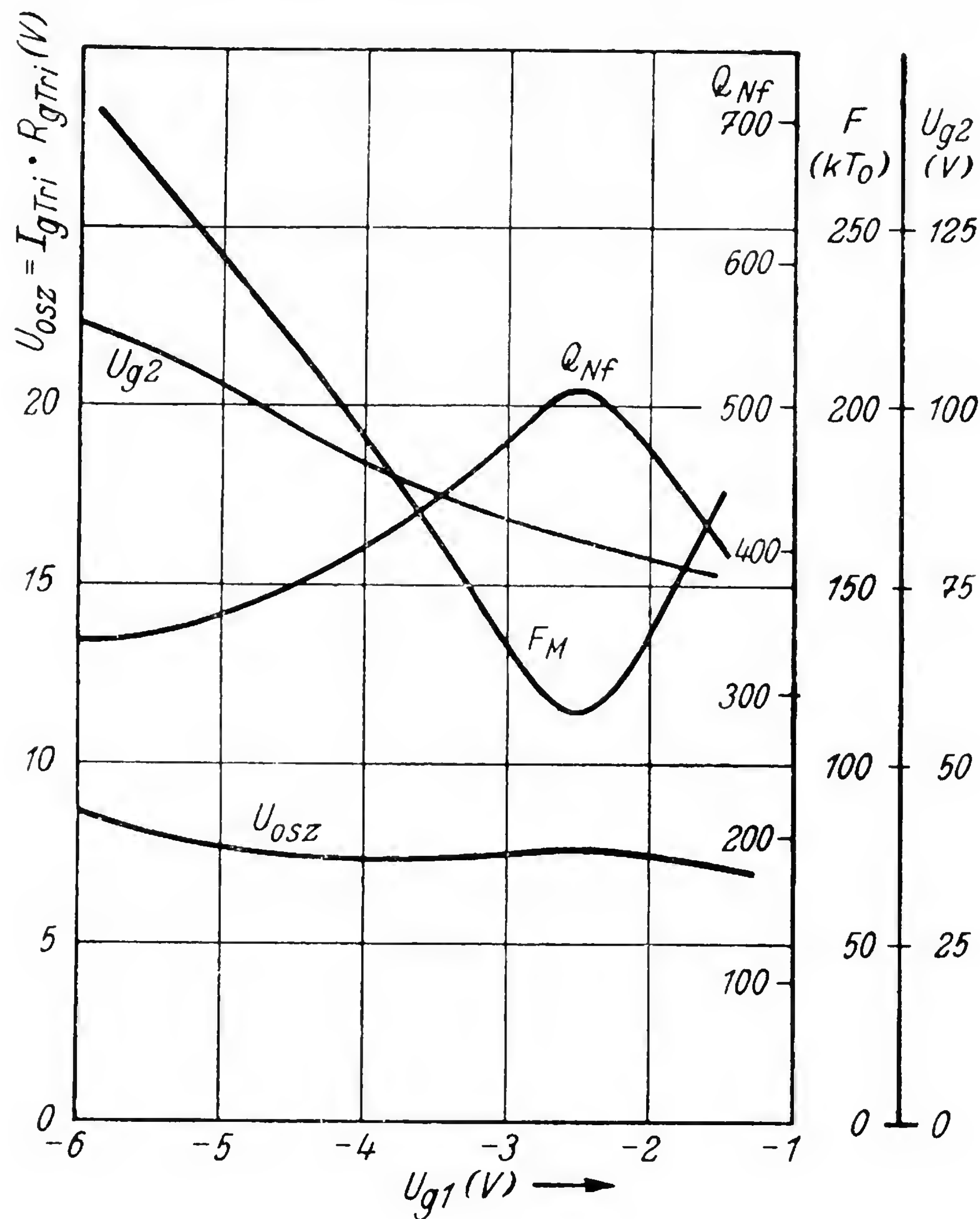


Bild 4. ECH 42 in multiplikativer Mischschaltung bei 93 MHz, $U_a = 250$ V, $R_{gTri} = 20$ k Ω , $f_{osz} = 103,7$ MHz. Schirmgitterspannung, Oszillatorspannung und Antennenkopplung jeweils optimal eingestellt (bei Beachtung der Schirmgitter-Grenzlast)

Trotz der beschriebenen restlichen Verkopplung zwischen dem Oszillatorkreis und dem Resonanzkreis am Empfangsgitter der Mischhexode ist dann bei entsprechendem Aufbau der äußeren Schaltung eine gute Entkopplung des Antennenkreises vom Oszillator gewährleistet. Dagegen wirkt sich die innere Kopplung in der Hexode günstig auf die Mischverstärkung aus. Auch für das Gesamtrauschen bringt diese Kopplung meist noch einen merklichen Vorteil. Das Mischstufenrauschen ist ja bei einer Mischhexode so groß, daß es oft trotz der Verstärkung der Vorstufe noch einen durchaus merklichen Beitrag liefert. Bei einer nicht geregelten UKW-Vorstufe z. B. wird man höchstens eine etwa 5-fache Vorstufenverstärkung anwenden, weil bei höherer Verstärkung die Gefahr einer unzulässigen Übersteuerung der Mischstufe durch starke einfallende

Sender bestehen würde (Empfang an mehreren Stellen der Skala infolge Oberwellenmischung!). Rechnet man für die Vorstufe allein eine Geräuschzahl von $F_1 = 7$, so tritt bei 5facher Vorstufenverstärkung eine zusätzliche Geräuschzahl $F_2 = \frac{F_M}{5^2} = \frac{115}{25} = 4,6$ hinzu, so daß $F = F_1 + F_2 = 11,6$ wird. Ohne die innere Verkopplung in der Hexode würde man $F_2 = \frac{215}{25} = 8,6$ und damit $F = 15,6$ erhalten.

Man kann beim Betrieb einer Mischhexode hinter einer UKW-Vorstufe sogar noch einen Schritt weiter gehen und die Kopplung zwischen Oszillatorkreis und Empfangsresonanzkreis noch künstlich vermehren, indem man zwischen die beiden Steuergitter noch eine Zusatzkapazität schaltet, deren günstigster Wert bei etwa 1 pF liegt. Man erzielt damit nochmals einen etwa 20%igen Gewinn an Mischverstärkung und eine weitere Rauschverminderung, so daß die Gesamtgeräuschzahl einer solchen UKW-Eingangsschaltung z. B. für eine EF 80 oder EF 85 als Vorstufe $F \leq 10$ wird.

Es sei bemerkt, daß alles, was bisher über die günstige Auswirkung einer bestimmten Verkopplung gesagt wurde, zunächst für Mischstufen mit mitlaufender Abstimmung des am Empfangsgitter liegenden Resonanzkreises gilt. Wird dieser Kreis jedoch breitbandig ausgeführt und auf Bandmitte abgestimmt, so tritt wegen der Änderung des Abstandes der Oszillatorfrequenz von dieser Resonanzfrequenz des Empfangskreises eine starke Frequenzabhängigkeit der geschilderten Einflüsse auf, die dann im Einzelnen studiert werden muß.

Will man keine Vorstufe verwenden, so kann man grundsätzlich bei einer multiplikativen Mischstufe die Restkopplung zwischen Oszillatorkreis und Empfangskreis durch eine Neutralisation soweit verringern, daß keine unzulässige Ausstrahlung des Oszillators mehr auftritt. Man braucht dazu lediglich eine kleine Neutralisationskapazität C_N zwischen das Empfangsgitter und die Anode des Oszillatorsystems zu legen (Bild 2). Die letztere führt ja eine Wechselspannung, die zu derjenigen am Oszillatorgitter gegenphasig ist. Eine solche neutralisierte Hexodenmischstufe weist aber dann eine Geräuschzahl von ~ 200 auf, die nur für relativ billige Geräte vertretbar sein dürfte. Wegen dieser sehr ungünstigen Rauschverhältnisse bei multiplikativer Mischung ist man in letzter Zeit für den UKW-Empfang durchweg zu additiver Mischung übergegangen.

4. Additive Mischung mit Pentoden

In Bild 28 des vorangehenden Aufsatzes (Seite 34 des vorliegenden Buches) war bereits eine additive Pentoden-Mischschaltung mit Fremdüberlagerung dargestellt worden. Es war dort von dem Brücken-Neutralisationsprinzip Gebrauch gemacht, um Oszillator- und Empfangskreis

zu entkoppeln. Eine solche Schaltung kann auch ohne UKW-Vorstufe als sehr stabil arbeitende, verhältnismäßig rauscharme und strahlungsfreie Mischschaltung verwendet werden, deren Verstärkung dann viel höher ist als diejenige einer üblichen multiplikativen Mischstufe. Der Verstärkungsunterschied beruht einerseits auf der höheren Mischsteilheit, die für die Röhre EF 80 mit 2,8 mA/V angesetzt werden kann und die damit etwa das 4-fache der Mischsteilheit der üblichen Hexoden beträgt. Andererseits ist der Eingangswiderstand einer Pentode, die mit einer an das 1. Gitter angelegten Oszillatorspannung durchgesteuert wird, viel größer als derjenige einer multiplikativ betriebenen Mischhexode (vergl. S. 17 im ersten Aufsatz).

Beim Empfang amplitudenmodulierter Sendungen (Fernsehen, kommerzieller Kurzwellenempfang) wird bei additiven Mischschaltungen allgemein die Fremd-Überlagerung mit einer getrennten Oszillatorröhre oder wenigstens mit einem mit dem Pentodensystem im gleichen Glaskolben untergebrachten besonderen Triodensystem zur Erzeugung der Überlagererschwingung angewandt. Würde man beim AM-Empfang mit selbstschwingender Mischröhre arbeiten, so würde die selbsttätige Amplitudenbegrenzung nicht allein für die Oszillatorspannung, sondern für die aus der Empfangskreissspannung und Oszillatorspannung zusammengesetzte Summenspannung wirksam werden, und es würden schon bei verhältnismäßig kleinen Empfangsspannungen Modulationsverzerrungen entstehen. Eine additive Mischstufe für AM-Empfang muß daher so eingerichtet sein, daß die Überlagererspannung am Mischröhrengitter einen von der Empfangskreissspannung unabhängigen festen Wert von solcher Größe hat, daß keine Aussteuerung bis ins Gitterstromgebiet erfolgen kann. Ohne besondere Kunstschaltungen ist dies nur mit Fremdüberlagerung zu erreichen.

Bei einem kombinierten AM-FM-Rundfunkempfänger könnte man eine additive Pentodenmischstufe ebenfalls mit Fremdüberlagerung betreiben. Dies ist sogar ohne den Aufwand eines weiteren Triodensystems möglich, wenn man die Triode, die die Überlagererschwingung in den AM-Bereichen erzeugt, auch für den UKW-Bereich umschaltbar macht. Doch haben diese Möglichkeiten bisher keine praktische Bedeutung erlangt. Man greift vielmehr beim UKW-FM-Empfang fast immer zur selbstschwingenden Mischstufe. Die Gefahr von Verzerrungen besteht hier zunächst nicht, weil die Amplitude der empfangenen Schwingung konstant bleibt. Andererseits erspart man bei der selbstschwingenden Mischstufe entweder ein Triodensystem oder man kommt wenigstens zu einer einfacheren Umschaltung auf den UKW-Bereich, die im wesentlichen in Gleichstromleitungen erfolgen kann. Auch ermöglicht die selbstschwingende Mischstufe gegenüber der Lösung mit Fremdüberlagerung durch

die auch für die anderen Wellenbereiche verwendete Oszillatortriode eine übersichtlichere Bauweise. Man kann dann den ganzen UKW-Eingangsteil zu einem besonderen Baustein zusammenfassen. Ein solcher ist auch im Hinblick auf die störende Ausstrahlung des Oszillators, besonders seiner Harmonischen, am günstigsten. Steht dagegen die Oszillatorspannung, wie bei Fremdüberlagerung, an zwei Röhrensystemen, so ist die Strahlungsgefahr meist schwieriger zu beherrschen.

Ein Bedenken gegen die selbstschwingende Mischstufe mag allerdings auch noch erwähnt werden. Wenn beim Empfang eines FM-Senders ein zweiter, sehr stark einfallender FM-Sender eine entsprechend große Wechselspannung am Empfangskreis und damit am Gitter der Mischröhre hervorruft, so können dadurch Frequenzänderungen der Oszillatorschwingung im Rhythmus der Störmodulation zustandekommen. Trotz bester Begrenzung können diese ein Durchschlagen der Störmodulation beim Empfang zur Folge haben, da sie ja eine zusätzliche Frequenzmodulation der Zf bewirken.

Die meisten aus der Literatur bekannten Vorschläge für selbstschwingende Pentoden-Mischstufen gehen dahin, die Rückkopplung für die Oszillatorschwingung durch eine Dreipunktschaltung, die zwischen Steuergitter und Schirmgitter gelegt wird, zuwege zu bringen [1]. In der Form, wie diese Schaltung gewöhnlich angegeben wird, hat sie aber noch einen erheblichen Nachteil. Legt man nämlich den Empfangskreis zwischen den Symmetriepunkt eines solchen Oszillatorkreises und Masse, so wird der Empfangskreis in jedem Falle vom Schirmgitter-Rauschstrom durchflossen (**Bild 5**). Sein Spannungsabfall am Empfangskreis liegt auch am Steuergitter, und man mißt dann z. B. bei der Röhre EF 80 Geräuschzahlen, welche in der Größenordnung von 50, also weit höher als bei der Schaltung mit Fremdüberlagerung, liegen. Eine weitere Komplikation ist die, daß durch die hochfrequente Verbindung des Steuergitters über den Oszillatorkreis mit dem Schirmgitter eine Zusatzdämpfung des Empfangskreises durch Schirmgitter-Gegenkopplung entsteht. Es ist allerdings möglich, diese durch eine Hf-mäßig in die Katodenleitung gelegte, für die Zf durch eine geeignete Selbstinduktion überbrückte Kapazität, welche bekanntlich eine Mitkopplung bewirkt, wieder auszugleichen.

Die Schaltung mit Schirmgitter-Dreipunkt-Oszillator konnte neuerdings dadurch verbessert werden, daß der Oszillatorkreis und der Empfangskreis in ihren Rollen in der Brückenschaltung vertauscht wurden, indem der Oszillatorkreis in die Brückendiagonale des Eingangskreises gelegt wurde (**Bild 6**). Diese Schaltung enthält eine Art Doppelbrücke mit zwei Trimmerkondensatoren T_1 und T_2 , die in **Bild 7** nochmals besonders herausgezeichnet ist. Der Trimmer T_1 dient zur Neutralisation der Kapazität zwischen dem Steuergitter G und der Katode K und bewirkt

Additive Mischung mit Pentoden

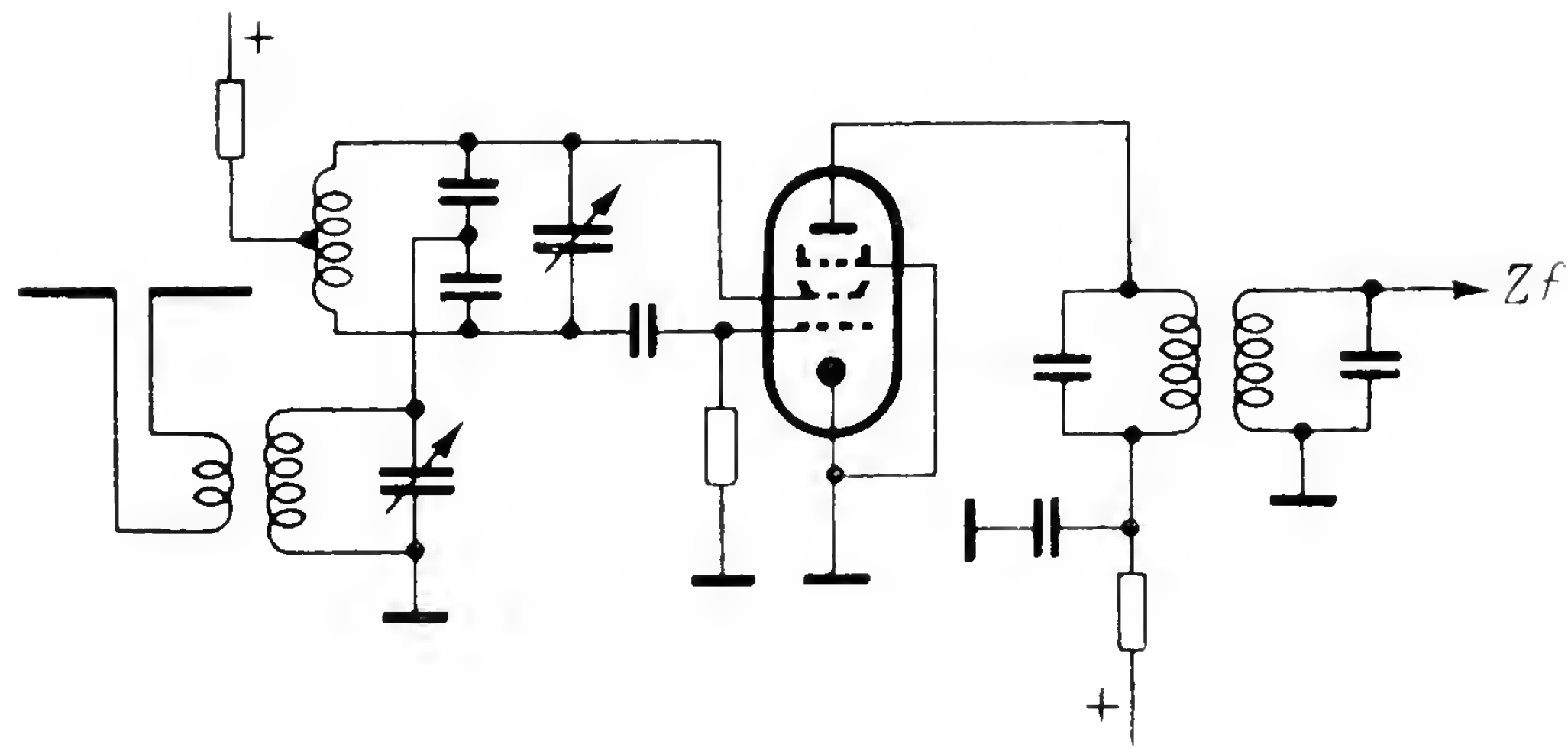


Bild 5. Pentoden-Mischschaltung mit Dreipunkt-Oszillatorrückkopplung zwischen Schirmgitter und Steuergitter

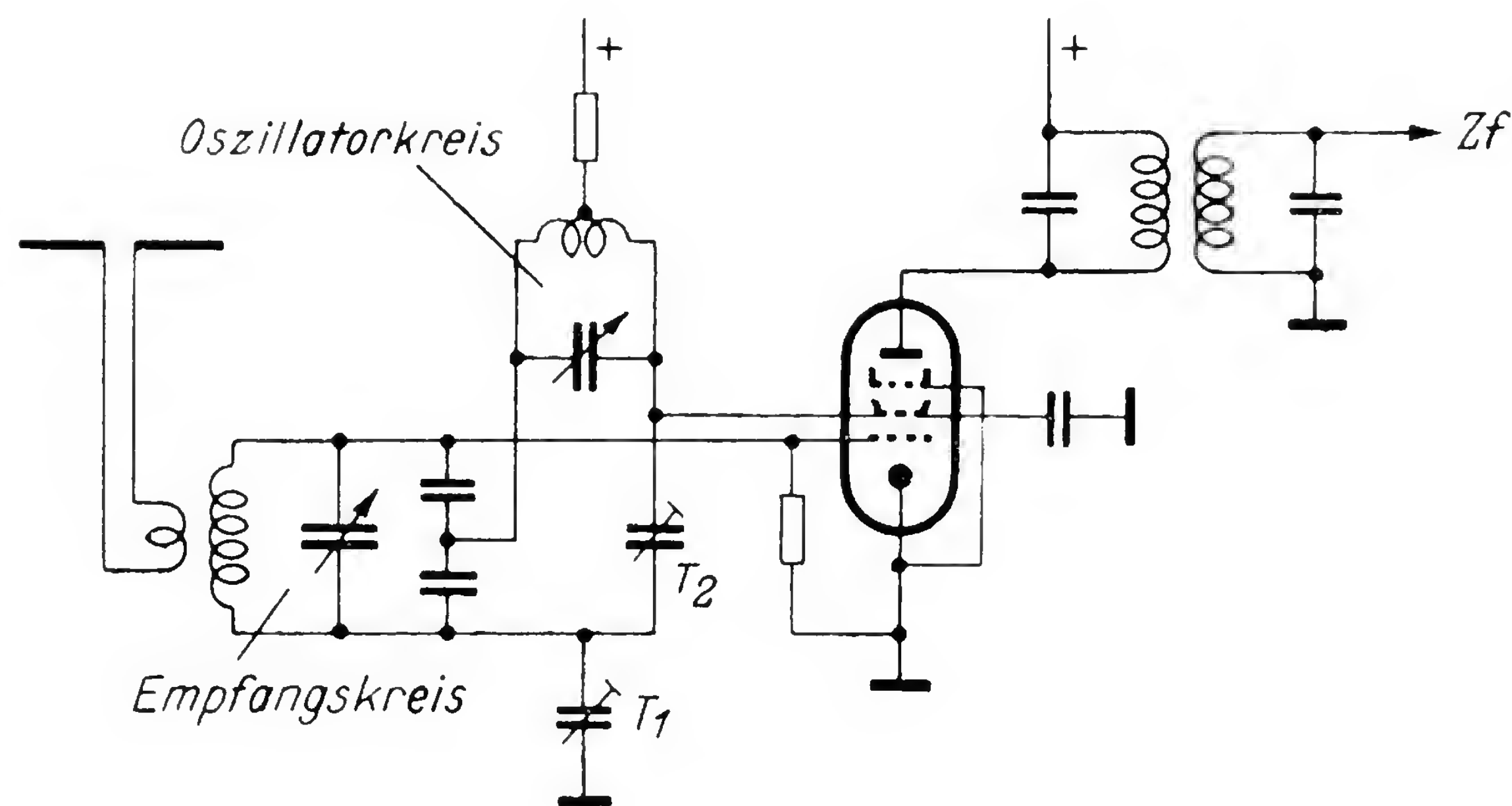


Bild 6. Pentoden-Mischschaltung mit Oszillatorkreis in der Diagonalen des Empfangskreises und mit doppeltem Brückenabgleich

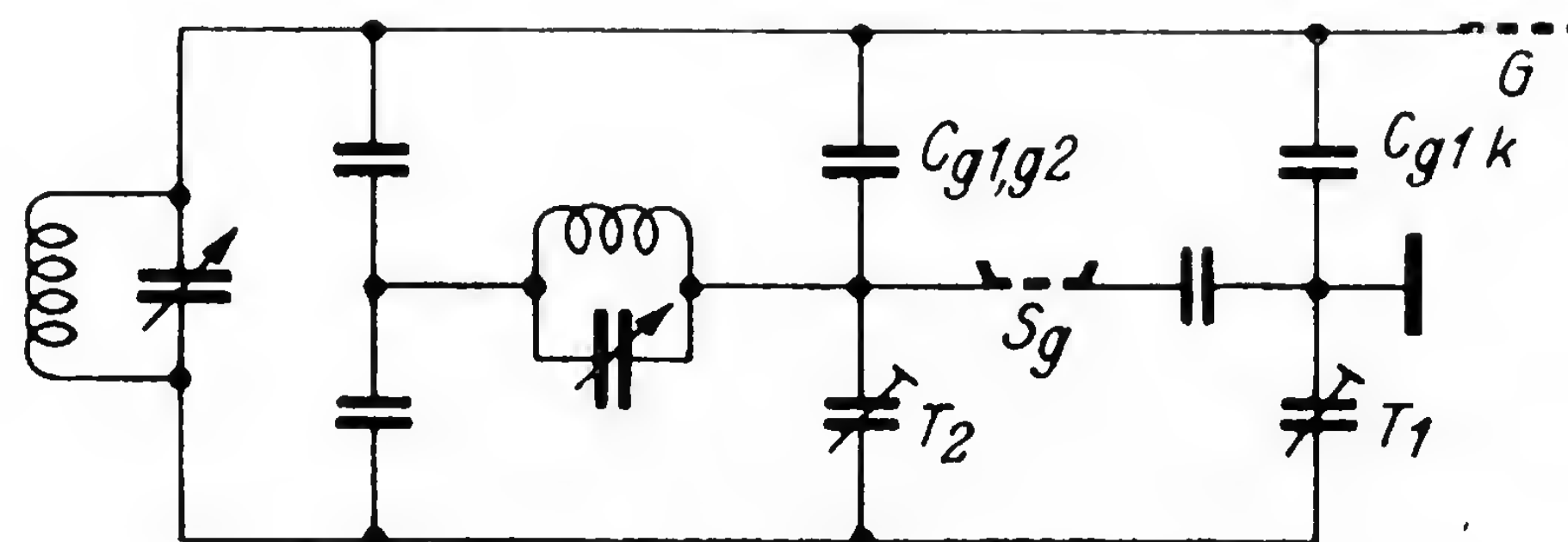


Bild 7. Brücken-Schema der Schaltung nach Bild 6

damit die Symmetrierung des Eingangskreises gegen Masse, während der Trimmer T_2 die Kapazität zwischen dem Schirmgitter S_g und dem Gitter G neutralisiert und dadurch die Symmetrierung des Eingangskreises gegenüber dem Schirmgitter bewirkt. Der Schirmgitter-Rauschstrom verzweigt

sich dann so auf die beiden Hälften des Eingangskreises, daß sein Spannungsabfall an diesem um eine Größenordnung geringer wird. Damit fällt auch die erwähnte Schirmgitter-Gegenkopplung für die Empfangsfrequenz weg. Man erzielt mit einer solchen Schaltung bei einer Röhre

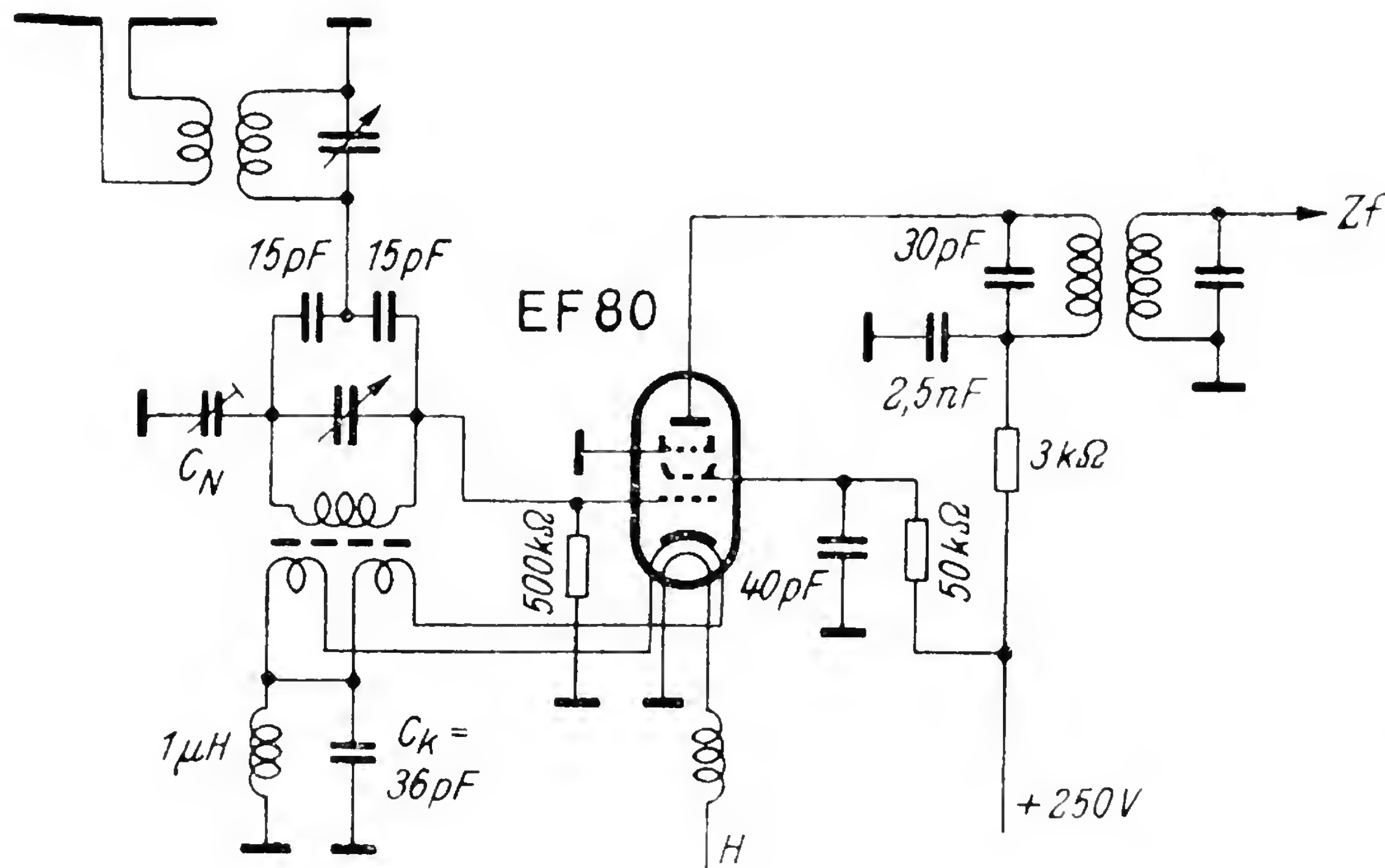


Bild 8. EF 80 als selbstschwingende additive Mischröhre mit Katodenrückkopplung

EF 80 Geräuschzahlen zwischen 10 und 15, die sich, wenn man zusätzlich den Empfangskreis durch eine Rückkopplungskapazität in der Katodenleitung entdämpft, bis auf etwa 7 herunterdrücken lassen. Dabei wird allerdings die Abstimmsschärfe des Empfangskreises so hoch, daß das letztere Resultat mehr theoretisch als praktisch interessieren dürfte.

Als Vorteil der Schirmgitterrückkopplung bei einer selbstschwingenden Pentoden-Mischstufe kann geltend gemacht werden, daß sich auf diese Art eine Dreipunkt-Schwingschaltung aufbauen läßt, die von vornherein gegenüber dem Zf-Anodenkreis genügend entkoppelt ist.

In jüngster Zeit sind nun jedoch die Bedenken als nicht mehr stichhaltig anzusehen, welche gegen ein Arbeiten mit induktiver Rückkopplung bei UKW zunächst bestanden, besonders seit es gelingt, durch die modernen dämpfungsarmen UKW-Eisenspulen engere Kopplungen zu erzielen, als dies mit Luftspulen möglich war. Insbesondere die induktive Oszillatorrückkopplung aus der Katodenleitung gewinnt dadurch Bedeutung für die Zukunft.

In Bild 8 ist eine Mischschaltung mit einer selbstschwingenden Pentode dargestellt, bei welcher eine solche Katodenrückkopplung angewandt ist. Bei steilen Pentoden wie EF 80 und EF 85 genügt eine einzige Rückkopplungswindung in der Katodenleitung, um eine ausreichende Schwingamplitude zu erzielen. Da die Katode der genannten Röhren an je zwei

Sockelstifte geführt ist, kann man zwei parallel geschaltete Rückkopplungswindungen vorsehen und dadurch eine noch kleinere schädliche Induktivität der Katodenleitung und eine engere Kopplung mit dem Gitter-Schwingkreis erzielen. In der Schaltung nach Bild 8 ist dann noch ein Katodenkondensator C_k zwischen die Rückkoppelwindungen und Masse gelegt; dieser dient einerseits zur Enttrübung des Spannungsminimums der Oszillatorbrücke, wie dies im vorhergehenden Aufsatz S. 37 beschrieben wurde, andererseits vermindert dieser Kondensator ebenfalls die Auswirkungen der schädlichen Induktivitäten in der Katodenleitung. Nimmt man bei einem Versuchsaufbau für C_k einen einstellbaren Trimmer ($C_{\max} = 80 \text{ pF}$), so findet man leicht einen C_k -Wert, bei dem der Brückenabgleich am schärfsten wird. — Für den Katodengleichstrom wird C_k durch eine UKW-Drossel von ca. $1 \mu\text{H}$ überbrückt. Während diese Selbstinduktion im 100-MHz-Band eine Impedanz von $\sim 600 \text{ Ohm}$ darstellt, die gegenüber derjenigen von C_k als groß anzusehen ist, hat sie für die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz lediglich eine Impedanz von etwa 67 Ohm, welche noch keine erhebliche Gegenkopplung bewirken kann, zumal es sich um einen Blindwiderstand handelt.

Eine nach Bild 8 ausgeführte Versuchsschaltung mit mitlaufend abgestimmtem Eingangskreis wurde durchgemessen. Dabei wurde auch der Einfluß festgestellt, den der Katodenkondensator C_k ausübte, indem dieser bei einer Meßreihe kurzgeschlossen, bei der anderen mit optimaler Einstellung eingeschaltet wurde. Die Betriebs- und Meßwerte, welche sich dabei für die beiden Röhren EF 80 und EF 85 ergaben, sind in den folgenden Tabellen angeführt.

a) Eingangswiderstand R_e , Antennentransformation \ddot{u} , Mischverstärkung, Geräuschzahl F (kT_0).

Es seien

U_a	=	Anodenspannung= Betriebsspannung $U_B = 250 \text{ V}$
I_a	=	Anodenstrom (mA)
U_{g2}	=	Schirmgitterspannung= $U_B - R_{g2} \cdot I_{g2}$ (V)
I_{g2}	=	Schirmgitterstrom (mA)
R_{g2}	=	Schirmgitter-Vorwiderstand ($k\Omega$)
U_{osz}	=	Oszillatorwechselspannung am Gitter (V) gemessen als $R_{g1} I_{g1}$ an $R_{g1} = 500 \text{ k}\Omega$
S_c	=	Mischsteilheit (mA/V)
V_m	=	Mischverstärkung von den Antennenklemmen ($R_A = 240 \text{ Ohm}$) zum Gitter der 1. Zf-Röhre
C_k	=	Enttrübungskapazität in der Katodenleitung

Röhre	U_{osz} V	R_{g2} k Ω	I_a mA	I_{g2} mA	S_c ma/V	C_k pF	\ddot{u}	R_e k Ω	V_m	F kT $_0$
EF 80	4,35	50	7,3	2,2	2,7	kurz geschl.	2,15	1,25	70	18
	4,6	50	6,8	2,0	2,6	36	3,5	4,0	110	16
EF 85	2,9	100	5,6	1,7	2,0	kurz geschl.	2,5	1,7	60	18
	3,2	100	5,4	1,7	2,0	21	3,6	4,5	85	14

b) Störende Oszillatorspannung an 240 Ohm Antennen-Ersatzwiderstand

Die Oszillatorstörspannung, die sich an einem leistungs-optimal an den Eingangskreis angekoppelten Ohmschen Widerstand von 240 Ohm ergab, wurde gemessen. Damit dabei keine Fälschungen an der Anzeige am Röhrenvoltmeter RV durch Oberwellen-Resonanzen erfolgen konnten, wurde der Widerstand über einen auf die Grundwelle abgestimmten Bandpaß mit vernachlässigbarer Grunddämpfung an die Antennenspule angeschlossen (**Bild 9**). Das Gerät wurde dann jeweils zuerst etwa in die Mitte des UKW-Bandes (92 MHz) eingestellt. Die Oszillatorfrequenz kam dabei auf 102,7 MHz zu liegen. Bei dieser Abstimmung wurde die Oszillatorbrücke optimal symmetriert, d. h. C_N und C_k so eingestellt, daß sich am 240-Ohm-Widerstand bei festgehaltener Antennenkopplung die kleinste Spannungsanzeige ergab. Die Antennenkopplung war dabei etwa optimal. Sie wurde dann so nachgestellt, daß sich ein Maximum der Oszil-

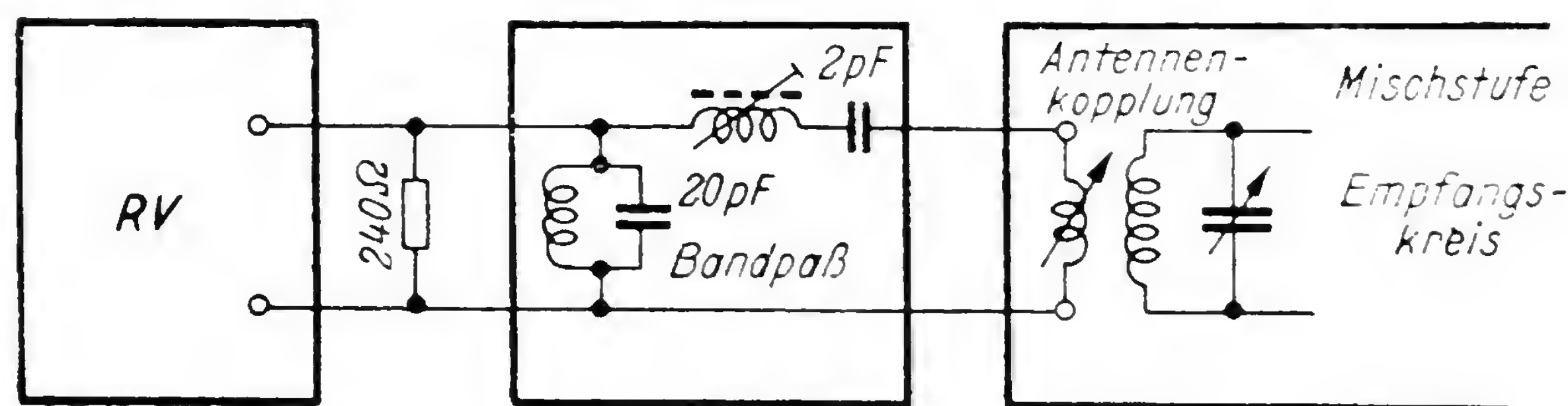


Bild 9. Messung der Grundwellen-Störspannung des Oszillators an den Antennenklemmen der Mischstufe

lator-Grundwellenspannung am 240-Ohm-Widerstand zeigte. Dann wurden Eingangs- und Oszillatorkreis auf den Empfang verschiedener Frequenzen innerhalb des UKW-Rundfunkbandes abgestimmt. So ergaben sich die Werte der nebenstehenden Tabelle (Seite 61).

Das Umschalten von multiplikativen Mischstufen

Empfangs- Frequenz MHz	Oszillator- Frequenz MHz	EF 80 Störspannung (mV)		EF 85 Störspannung (mV)	
		C_k kurzgeschl.	$C_k = 36 \text{ pF}$	C_k kurzgeschl.	$C_k = 21 \text{ pF}$
87	97,7	25	< 20	20	< 15
90	100,7	35	< 20	25	< 15
93	103,7	60	< 20	40	< 15
96	106,7	110	20	65	< 20
99	109,7	55	< 20	35	< 15

Es zeigt sich bei diesen Messungen der bedeutende Fortschritt, der durch die Einführung eines passenden Katoden-Kondensators erzielt werden kann. Es sei noch bemerkt, daß dessen Kapazitätswert wenig kritisch ist, so daß er in der Serienfabrikation durch einen Fest-Kondensator realisiert werden kann, welcher nicht besonders eng toleriert zu sein braucht. Damit kann man dann Werte der störenden Grundwellenspannung erreichen, die noch um einen erheblichen Faktor unter dem zugelassenen Niveau liegen.

Zu der hier beschriebenen Pentoden-Mischschaltung ist noch eine Bemerkung bezüglich der Überswing-Sicherheit nötig (vgl. Abschnitt 4c im vorhergehenden Aufsatz). Bei einer Pentode kann die Pendelgefahr, die bei hohen Gitterableitwiderständen besteht, durch eine genügend große Schirmgitter-Rückwirkung beseitigt werden. Die Möglichkeit dazu besteht sowohl bei EF 80 als auch bei EF 85, wenn diese Röhren an einer Gesamtspannung von $U_B = 250 \text{ Volt}$ in dem für die Mischung günstigsten Arbeitspunkt (vgl. die Tabelle im Abschnitt 3 des vorhergehenden Aufsatzes, S. 18) betrieben werden. Es sind dann Schirmgitter-Vorwiderstände von 50 bzw. 100 k Ω erforderlich. Diese reichen für eine Unterdrückung der Pendelneigung aus, wenn gleichzeitig die Überbrückungskapazitäten vom Schirmgitter nach der Masse klein genug sind. Im Falle der EF 80 erhält man eine genügende Sicherheit mit $C_{g2} = 40 \text{ pF}$, in dem der EF 85 mit $C_{g2} = 25 \text{ pF}$. Andererseits sind diese Kapazitäten für die Überbrückung der Ultrahochfrequenz und der Zf noch ausreichend.

5. Das Umschalten von multiplikativen Mischstufen zwischen AM- und FM-Betrieb

Bei multiplikativen Mischstufen hat sich für den Bereichswechsel zwischen den üblichen AM-Bändern eine Reihe von bewährten Standardschaltungen eingeführt, die ihren Zweck durchaus zufriedenstellend erfüllen. Alle diese Schaltungen sind dadurch charakterisiert, daß für alle Bereiche immer der gleiche Drehkondensator verwendet wird; umgeschaltet werden nur die Kreisspulen mit ihren Abgleichkondensatoren bzw. die Verkürzungskapazitäten.

Im UKW-Bereich versagt ein solches Verfahren. Die für die Abstimmung der AM-Bereiche üblichen Drehkondensatoren besitzen so große Kapazitätswerte, daß es nicht möglich ist, mit ihnen praktisch verwendbare UKW-Abstimmkreise aufzubauen.

Will man das gleiche Röhrensystem sowohl für den Empfang der AM-Rundfunkbänder, als auch für UKW-Empfang verwenden, so muß man neben den Abstimmspulen auch die Kreiskapazitäten umschalten. Man kommt so zu einem „Betriebsarten-Schalter“, durch den man im UKW-Bereich die Röhre an grundsätzlich getrennte und andersartige Abstimm-elemente anschaltet. Man verwendet dann also in den AM-Bereichen Drehkondensatoren mit einer Endkapazität von einigen hundert pF, denen je nach Bereich entsprechende Induktivitäten parallel geschaltet werden, im UKW-Bereich geht man dagegen auf Abstimmkapazitäten von etwa 15 bis 20 pF über.

Während zur Frequenzvariation innerhalb der einzelnen Bereiche in den AM-Bändern heute allgemein einseitig geerdete Drehkondensatoren verwendet werden, ist eine solche Standardisierung im UKW-Bereich bisher nicht erfolgt. Man verwendet hier nebeneinander:

1. Variometer mit Schiebekernen aus Hf-Eisen, aus Kupfer oder Aluminium,
2. erdsymmetrisch aufgebaute Drehkondensatoren mit Endkapazitäten zwischen etwa 12 und 18 pF,
3. einseitig geerdete Drehkondensatoren mit etwa der gleichen Endkapazität.

Je nach Art der verwendeten Abstimm-elemente ergeben sich dann auch für die Mischstufe entsprechend unterschiedliche Schaltungen. Einige typische Fälle sollen im Nachstehenden angeführt werden.

Bild 10 zeigt eine der ältesten deutschen AM-FM-Mischstufen-Schaltungen¹⁾. Der Oszillator arbeitet hier in Dreipunktschaltung, man kann für einen solchen Aufbau sowohl Abstimm-Variometer als auch erdsymmetrische Drehkondensatoren verwenden. Diese Schaltung hat sich im Prinzip gut bewährt, ihre Anwendung kann empfohlen werden.

Zum Umschalten des Oszillators zwischen AM und FM ist in Bild 10 nur ein einziger Wechselschalter notwendig. Der UKW-Kreis O liegt dann allerdings dauernd an der Anode der Oszillatorröhre. Auch die Kurzwellen-Rückkoppelspule KW muß dann so ausgebildet sein, daß sie als UKW-Drossel wirksam ist. U. U. kann es deshalb in Einzelfällen günstiger sein, auf eine so extrem einfache Wellenumschaltung zu verzichten und einen zweiten Umschaltkontakt vorzusehen, der die AM- und FM-Ab-

¹⁾ Entnommen aus dem Buch „Vom Dipol zum Lautsprecher, die Empfangstechnik frequenzmodulierter UKW-Sendungen“ von A. Nowak und F. Schilling, Verlag Weidemanns Buchhandlung, Hannover 1950.

Das Umschalten von multiplikativen Mischstufen

stimmelemente vollkommen voneinander trennt. Der Oszillator wäre dann nach **Bild 11** auszubilden, die übrigen Teile der Mischstufe können die gleichen bleiben, wie in **Bild 10**.

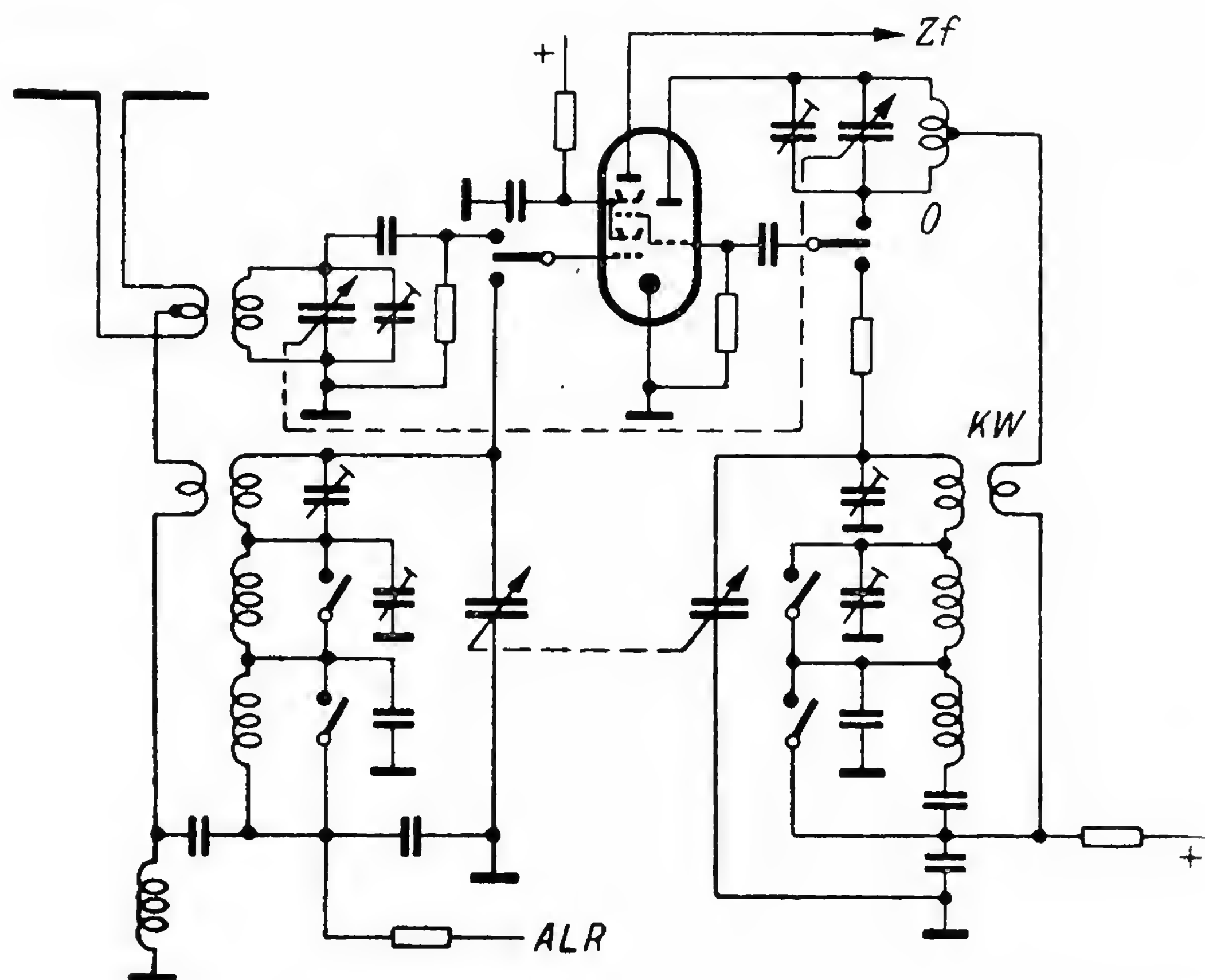
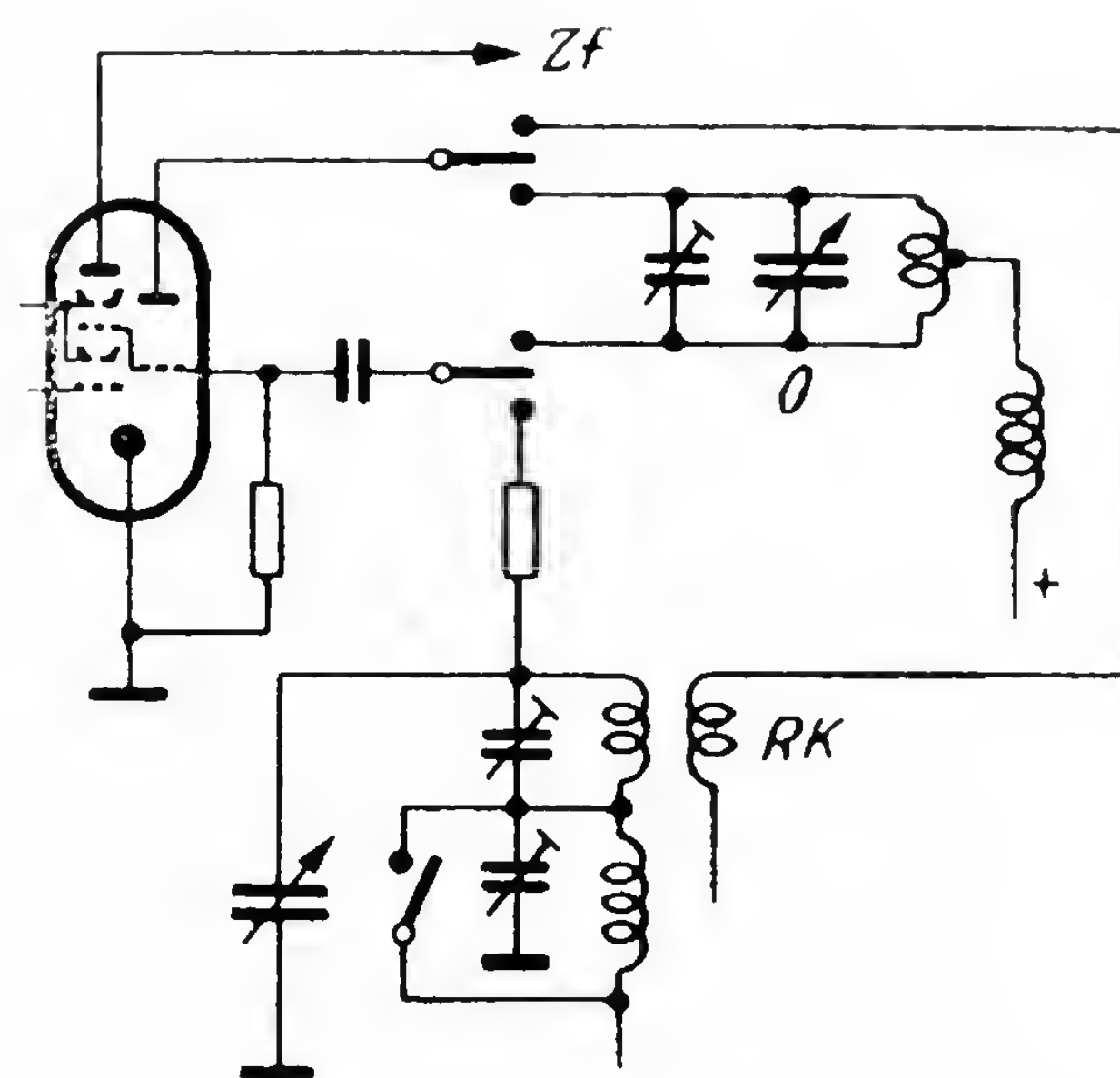


Bild 10. Multiplikative Mischstufe mit einfachster Umschaltung

Bild 11. Multiplikative Mischstufe mit zwei Umschaltkontakten am Oszillator



Will man einen einseitig geerdeten Drehkondensator verwenden, so lassen sich mit Trioden-Hexoden (bzw. Trioden-Heptoden) Dreipunktschaltungen nur durch besondere Kunstgriffe aufbauen. Es ist dann meist günstiger, auf die — an sich mit Recht beliebte — Dreipunkt-Schaltung ganz zu verzichten und eine Oszillatorschaltung mit getrennter Rückkoppelspule zu verwenden. Es ergibt sich dann eine Schaltung nach **Bild 12**.

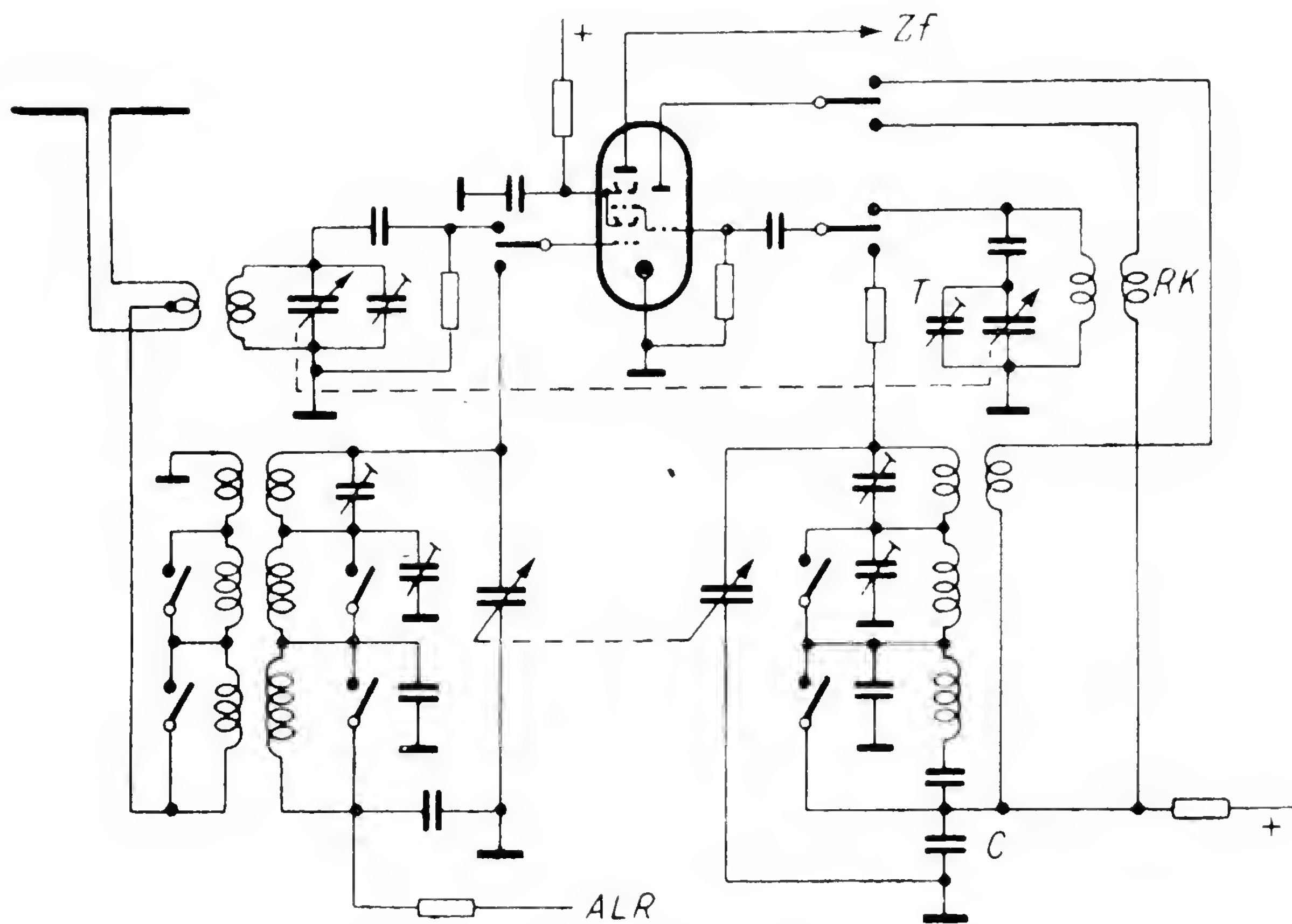
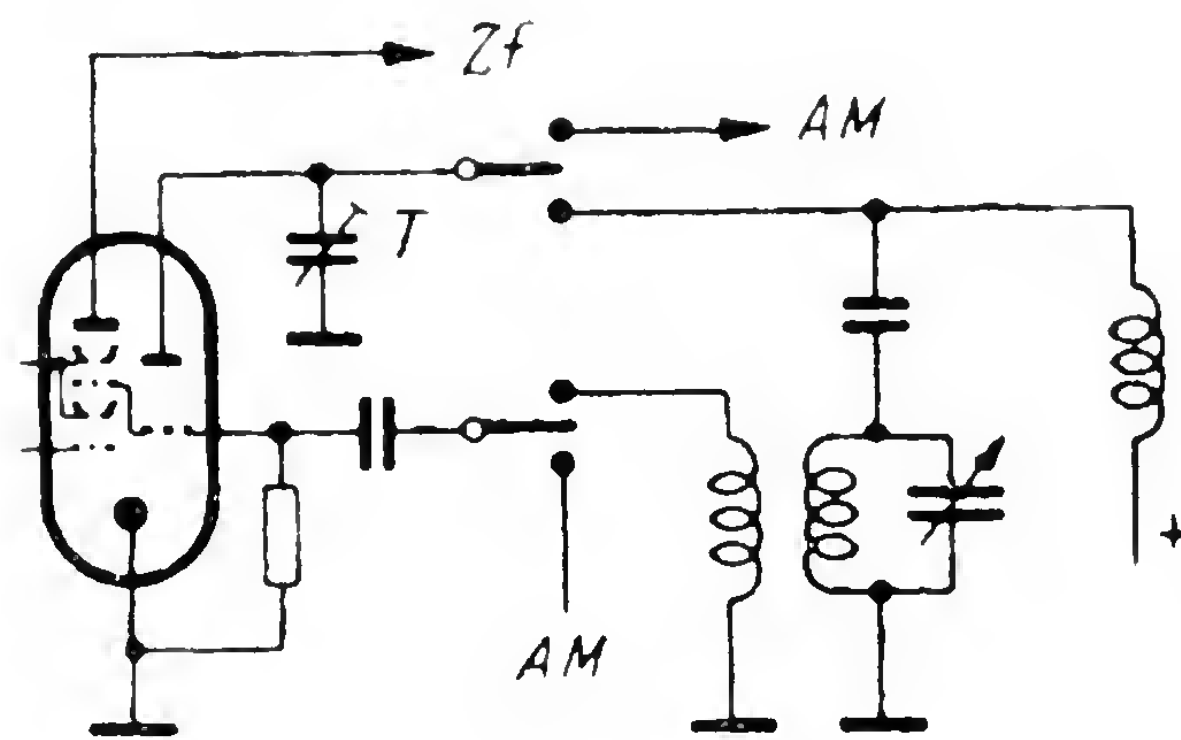


Bild 12. Oszillatorschaltung mit getrennter Rückkopplungsspule

Zur Umschaltung des Oszillators zwischen AM und UKW werden hier zwei Wechselkontakte benötigt. Damit der Oszillator verläßlich schwingt, muß man alle UKW-führenden Leitungen, besonders aber die Zuleitungen zur Rückkoppelspule, möglichst kurz halten. In Bild 12 wird der Verkürzungskondensator C des Mittelwellenbereichs zur Erdung der UKW-

Bild 15. Oszillator mit möglichst schwacher Oberwellen-Abstrahlung



Rückkoppelspule verwendet. Dieser Kondensator muß deshalb induktionsarm ausgeführt sein und im Aufbau so angeordnet werden, daß er auf dem kürzesten Wege RK mit der Katode der Röhre verbindet.

Vielfach wird man den Aufbau eines Empfängers von vornherein so wählen wollen, daß die im Oszillator entstehenden Oberwellen möglichst schwach abgestrahlt werden. Es empfiehlt sich dann, den Abstimmkreis des Oszillators auf die Anodenseite zu legen und den Paralleltrimmer T

mit ganz kurzen Leitungen unmittelbar zwischen Anode und Katode der Schwingstufe anzuschließen. Man kommt dann zu einer Anordnung nach **Bild 13**.

Je größer man T wählt, desto besser werden die Oberwellen an ihrem Entstehungsort kurzgeschlossen. Andererseits geht eine solche, parallel zur Anoden-Katodenstrecke liegende Kapazität auch in die AM-Bereiche ein. Besonders in den Kurzwellenbändern können sich dadurch gewisse Schwierigkeiten (Gleichlaufstörungen, Abreißen der Oszillatorschwingung und so weiter) ergeben. Es wird deshalb von Fall zu Fall zu klären sein, ob man eine Schaltung nach Bild 12 oder 13 verwenden soll.

Literatur

- [1]: H. W. Selmke, Schaltungstechnik der additiven Mischstufe im UKW-Super. Funkschau 1952, H. 5., S. 83/84.

Additive Mischung in Trioden

1. Allgemeines

Im ersten Aufsatz dieses Heftes war gezeigt worden, daß Trioden-Mischstufen eine Reihe von vorteilhaften Eigenschaften besitzen. Dagegen weisen sie jedoch auch verschiedene Nachteile gegenüber Hexoden und Pentoden auf. Ihr Innenwiderstand ist relativ klein, auch in schwingendem Zustand wird man 30 k Ω kaum überschreiten können. Es bereitet deshalb gewisse Schwierigkeiten, die große Mischsteilheit voll auszunützen und eine entsprechend große Mischverstärkung zu erreichen.

Trioden besitzen überdies eine verhältnismäßig große Gitter-Anoden-Kapazität, und ihr Durchgriff ist ebenfalls wesentlich größer als bei Mehrgitterröhren. Dadurch machen sich in Trioden-Mischstufen einige Effekte bemerkbar, die z. B. bei multiplikativer Mischung mit Hexoden meist verschwindend klein bleiben und deshalb dort praktisch nicht beobachtet werden können.

Es handelt sich dabei im wesentlichen um:

1. Zusätzlich steuernde Wirkung der an der Anode stehenden Zf-Spannung (Anoden-Rückwirkung);
2. Rückbildung der ursprünglichen Empfangsfrequenz durch Zusammenwirken von Oszillator- und Zwischenfrequenz in der Mischstufe. Diese Erscheinung soll im nachstehenden als „Rückmischung“ bezeichnet werden.

Der erste dieser Effekte ist für die richtige Dimensionierung einer Trioden-Mischstufe von grundsätzlicher Bedeutung, da er den scheinbaren Innenwiderstand der Mischröhre in weiten Grenzen verändert. Der zweite Effekt tritt nur in gewissen Schaltungen deutlich auf und ist deshalb auch nur von relativ untergeordneter Bedeutung. Er kann den Eingangswiderstand der Mischröhre in gewissem Umfang verändern und damit auch die Verstärkung einer vorgeschalteten Hochfrequenzstufe bzw. die Antennentransformation beeinflussen.

Erst wenn man beide Effekte beherrscht, kann man Trioden-Mischstufen in bezug auf Verstärkung, Selektion und Stabilität richtig auslegen.

Was dabei zu beachten ist, soll im nachstehenden an Hand von zwei typischen Schaltungen erklärt werden. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse lassen sich meist leicht auf andere Ausführungsformen von additiven Mischstufen übertragen.

Zwei Schaltbeispiele

Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit wird man Trioden in UKW-Mischstufen meist so schalten, daß sie sich auf der Oszillatorfrequenz selbst erregen. Man muß dann an die Röhre drei Schwingungskreise anschließen:

- a) Einen Kreis, der auf die Empfangsfrequenz abgestimmt ist,
- b) einen Oszillatorkreis,
- c) ein Zf-Bandfilter.

Da eine Triode nur drei Elektroden besitzt, bereitet es gewisse Schwierigkeiten, diese drei Kreise so anzuordnen, daß sie sich gegenseitig nicht in unerwünschter Weise beeinflussen. Besonders gut sollte man den auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Kreis gegen den Oszillatorkreis entkoppeln, da sonst eine gegenseitige Bedämpfung bzw. ein Mitziehen in der Abstimmung zu erwarten ist.

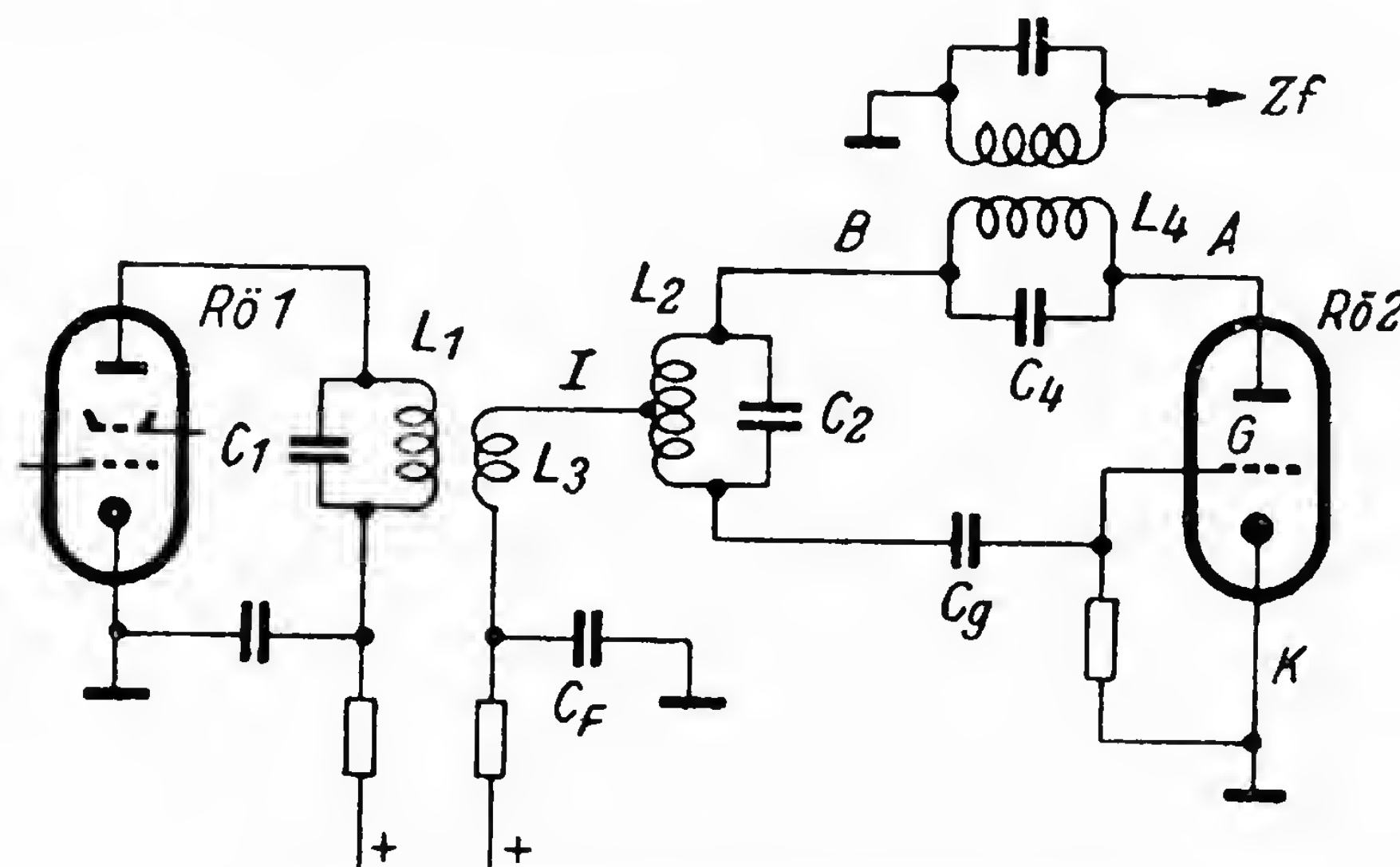


Bild 1. Oszillator-Brückenschaltung

Man sollte deshalb stets versuchen, einen dieser Kreise in einer Brückenschaltung aufzubauen, damit man den anderen Kreis in eine Diagonale dieser Brücke legen kann. Bei genügender Abschirmung ist dann eine weitgehende Entkopplung beider Kreise möglich.

Will man den Oszillator in der für das UKW-Band üblichen Dreipunktschaltung schwingen lassen, so läßt sich eine solche Brückenschaltung dadurch erzielen, daß man nach **Bild 1** die UKW-Empfangsspannung zwischen dem „kalten Punkt“ I des Oszillatorkreises L_2C_2 und der Katode K der Mischröhre einkoppelt.

In Bild 1 wird der auf die Empfangsfrequenz abgestimmte Kreis durch L_1C_1 gebildet, an diesen Kreis wird der Eingangswiderstand der Mischröhre durch die Koppelspule L_3 angepaßt. Der erste Zf-Kreis besteht aus L_4C_4 . Wählt man C_4 genügend groß, legt den Anzapfungspunkt I der Spule L_2 richtig und macht die Verbindungsleitungen zwischen L_2C_2

einerseits und dem Gitter und der Anode der Mischröhre andererseits genügend kurz, so wird leicht eine ausreichend große Oszillatorspannung zu erreichen sein.

Schirmt man ferner L_1C_1 gegen L_2C_2 sauber ab, so bleibt das Mitziehen zwischen diesen beiden Kreisen meist auch genügend klein. Man muß

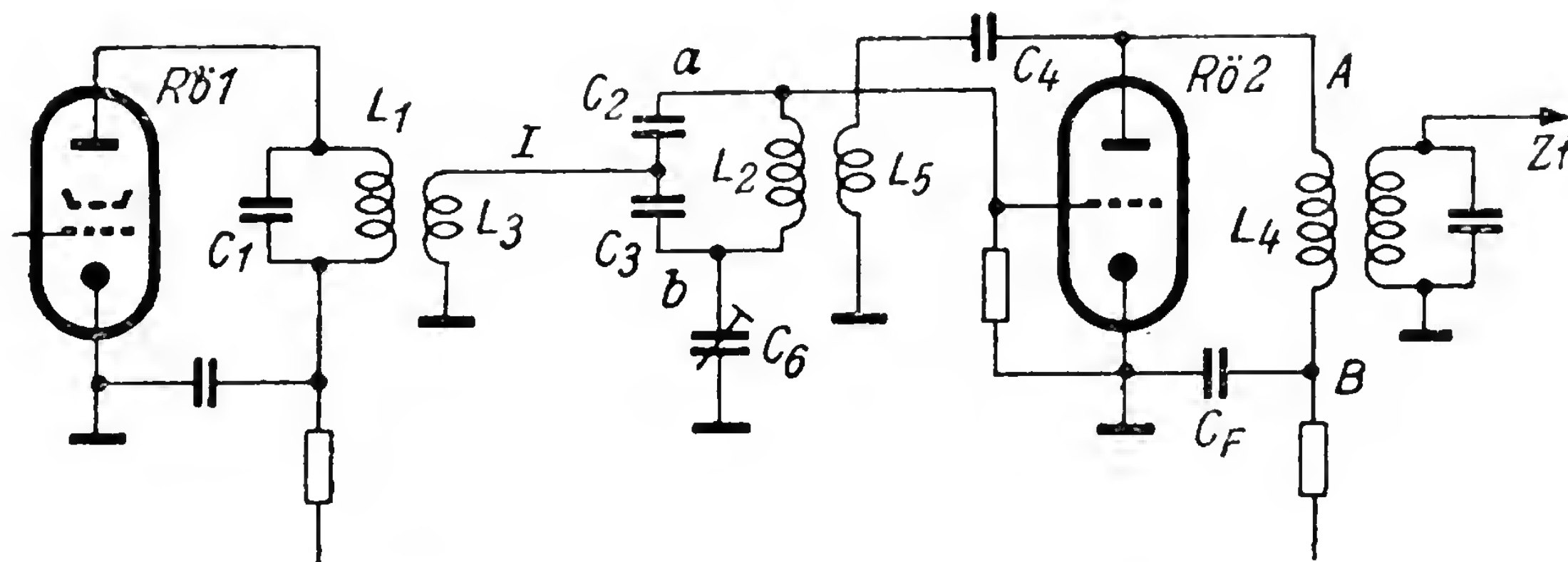


Bild 2. Oszillatorschaltung, für Variometerabstimmung geeignet

allerdings auch darauf achten, daß die Zuleitungen zu der Koppelspule L_3 nicht so verlegt werden, daß in ihnen eine merkliche Oszillator-Spannung induziert wird.

Wie schon auf Seite 35 gezeigt wurde, eignet sich die Schaltung nach Bild 1 besonders gut für Geräte, in welchen die Abstimmung der UKW-Kreise durch symmetrische Drehkondensatoren erfolgt.

Für Variometerabstimmung besser geeignet ist die Schaltung nach Bild 2. Die Spannungsteilung am Oszillatorkreis erfolgt hier kapazitiv. Dabei ist die Zahl der für eine solche Schaltung notwendigen Kondensatoren nicht größer als bei induktiver Spannungsteilung, weil der sonst übliche Kondensator zwischen Oszillatorkreis und Gitter hier entfallen kann. Die Parallelschaltung von C_2 , C_3 und C_6 übernimmt die Rolle des Gitterkondensators.

Soll der Anzapfpunkt I keine Oszillatorspannung gegen das Chassis besitzen, so muß für C_6 folgende Beziehung bestehen:

$$C_6 = \frac{C_e \cdot C_3}{C_2} \quad *) \quad (1)$$

Es empfiehlt sich, C_6 als Trimmer auszubilden. Für nicht allzu hohe Ansprüche wird man für C_6 anstatt eines Trimmers vielfach auch einen Festkondensator verwenden können, da die Abstimmung von C_6 nicht besonders kritisch ist. Die richtige Größe dieses Kondensators muß jedoch durch Versuch ermittelt werden; die Gleichung (1) gibt nur einen ungefähren Richtwert an, da bei ihr die Größe der verschiedenen Streukapazitäten und der Zuleitungsinduktivitäten nicht berücksichtigt wird.

*) Unter C_e ist hierbei die zwischen Punkt a und Masse wirksame Kapazität, also die Eingangskapazität der Röhre + Schaltungskapazität zu verstehen.

Die Anodenrückwirkung

Eine Erregung des Oszillators in Dreipunkt-Schaltung ist bei einem Aufbau nach Bild 2 nicht möglich, man muß deshalb eine Rückkopplungsspule L_5 aufbringen. Übliche Trioden schwingen in einer solchen Schaltung nur dann verlässlich, wenn die Verbindungsleitungen zwischen dieser Rückkopplungsspule und der Anode bzw. der Katode genügend kurz gehalten werden.

Der erste Zf-Kreis wird in Bild 2 durch L_4 , C_4 und C_F gebildet. C_4 soll zwischen der Anode und L_5 liegen. Alle Anordnungen, bei welchen L_5 unmittelbar mit der Anode verbunden sind, vergrößern die Gitter-Anodenkapazität und sind deshalb ungünstig.

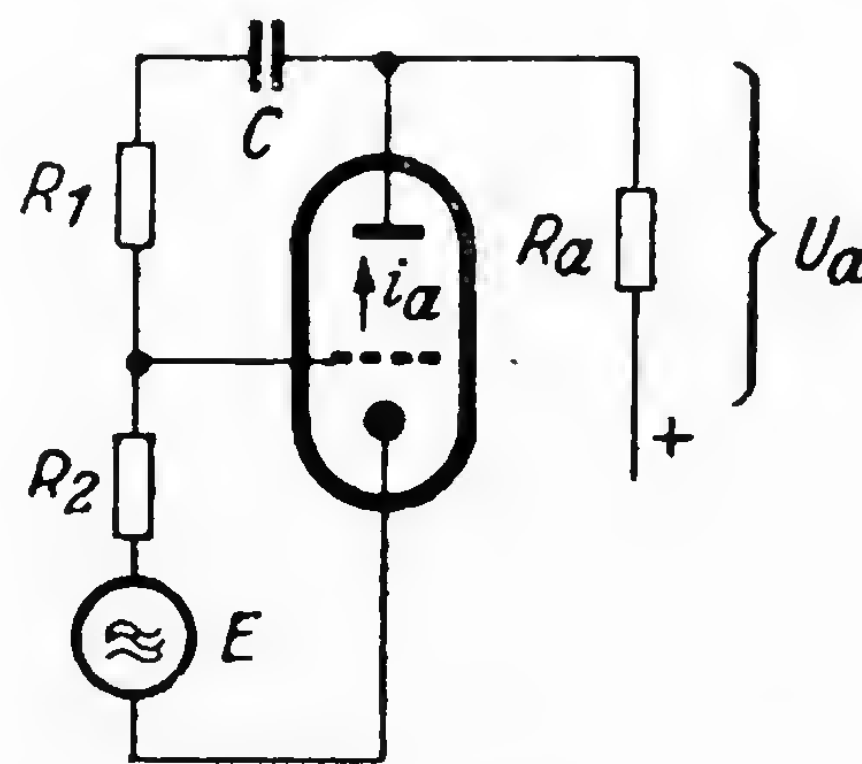
2. Die Anodenrückwirkung und ihr Einfluß auf die Mischverstärkung

a) Veränderung des Innenwiderstandes durch Anodenrückwirkung

Die an der Anode stehende Zf-Spannung kann die Verstärkung einer Röhre auf zweierlei Arten beeinflussen:

1. Die Anoden-Wechselspannung gelangt über die Gitter-Anodenkapazität auf das Steuergitter und setzt sich dort mit der Gitter-Wechselspannung zusammen. Im allgemeinen wird der auf diese Weise zum Gitter gelangende Teil der Anoden-Wechselspannung der ursprünglichen Gitter-Wechselspannung entgegenwirken.
2. Die Anoden-Wechselspannung steuert den Emissionsstrom der Röhre in ähnlicher Weise wie ein Gitter. Diese Steuerung erfolgt gegenphasig zur Gitter-Wechselspannung und wirkt sich somit so aus, als ob die Gitter-Wechselspannung oder die Steilheit der Röhre kleiner geworden wären. Man kann diesen Einfluß der Anoden-Wechselspannung entweder dadurch erfassen, daß man mit einer auf das Gitter reduzierten „Steuerspannung“ U_{st} oder mit einer „Arbeitssteilheit“ S_a rechnet.

Bild 3. Prinzipschaltbild zur Erläuterung der Anodenrückwirkung



Um den Einfluß der Gitter-Anoden-Kapazität verfolgen zu können, wollen wir annehmen, daß eine Röhre in der Schaltung nach Bild 3 betrieben wird. Die Anode soll über einen Widerstand R_a Anodenspannung erhalten. Die Widerstände R_1 und R_2 teilen die Anoden-Wechselspannung auf, der Kondensator C dient zur gleichstrommäßigen Trennung. Überdies soll gelten:

$$R_1 \gg \frac{1}{\omega C}, \quad R_1 \gg R_2, \quad R_1 \gg R_a.$$

Die EMK E gelangt dann praktisch in ihrer vollen Größe an das Gitter. Die Anoden-Wechselspannung teilt sich über R_1 und R_2 zum Gitter auf. Für die Größe dieser Aufteilung a gilt:

$$a = \frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

Bedeutet D den Durchgriff der Röhre und U_a die Anoden-Wechselspannung, so gilt für die Steuerspannung U_{st} :

$$U_{st} = E - D \cdot U_a - a \cdot U_a = E - U_a \cdot (D + a)$$

Für den Anoden-Wechselstrom i_a einer Röhre mit der Steilheit S gilt dann:

$$i_a = S \cdot U_{st} = S \cdot [E - U_a (D + a)]$$

Die Anoden-Wechselspannung U_a erhält man jetzt mit:

$$U_a = i_a \cdot R_a = S \cdot [E - U_a \cdot (D + a)] \cdot R_a$$

Beachtet man, daß der Innenwiderstand R_i mit der Steilheit und dem Durchgriff durch die Beziehung $S \cdot R_i \cdot D = 1$ verknüpft ist, so läßt sich obige Gleichung auch so schreiben:

$$U_a = E \cdot R_a \cdot S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a \cdot \left(1 + \frac{a}{D}\right)} \quad (3)$$

Wäre die Aufteilung a gleich Null und hätten wir gleichzeitig eine Röhre mit dem Innenwiderstand R'_i bei gleicher Steilheit S zur Verfügung, so würde (3) übergehen in:

$$U_a = E \cdot R_a \cdot S \cdot \frac{R'_i}{R'_i + R_a} \quad (4)$$

Man kann nun verlangen, daß R'_i so gewählt wird, daß bei gleicher steuernder EMK E in beiden Fällen die gleiche Anoden-Wechselspannung U_a entsteht. Wir können dann (3) und (4) gleichsetzen und erhalten:

$$\frac{R'_i}{R'_i + R_a} = \frac{R_i}{R_i + R_a \cdot \left(1 + \frac{a}{D}\right)}$$

Aus dieser Beziehung kann man leicht errechnen:

$$R'_i = R_i \cdot \frac{D}{D + a} \quad (5)$$

Man gelangt auf diese Weise zu einer Formel, welche auch sonst häufig in der Literatur verwendet wird (1, 2, 3). Diese Formel sagt aus:

Eine Röhre, deren Anoden-Wechselspannung im Verhältnis a aufgeteilt zum Gitter zurückgeführt wird, verhält sich demnach so, wie eine Röhre

Das ist zwar auch noch relativ wenig, die Verbesserung gegen den Zustand mit einem Gitterkondensator von 50 pF ist jedoch unverkennbar.

b) Innenwiderstand und Stufenverstärkung

So lange der Innenwiderstand einer Röhre sehr groß gegenüber dem Außenwiderstand R_a ist, wird der Anoden-Wechselstrom praktisch nur durch die Gitterwechselspannung und die Steilheit der Röhre bestimmt. Für die Verstärkung V_{ga} zwischen Gitter und Anode gilt dann:

$$V_{ga} = S \cdot R_a \quad (6)$$

Verwendet man zur Ankopplung der nachgeschalteten Röhre ein Bandfilter nach **Bild 4**, so kann man für die Verstärkung V_{gg} zwischen den Steuergittern der beiden Röhren $R_{ö1}$ und $R_{ö2}$ folgenden Ausdruck finden:

$$V_{gg} = S \cdot Z_{\ddot{u}} \quad (7)$$

$Z_{\ddot{u}}$ bezeichnet man — in Anlehnung an (6) — als den „Übertragungswiderstand“ des Bandfilters. Bedeuten Z_1 und Z_2 die Resonanzwiderstände des (jeweils für sich allein betrachteten) Primär- bzw. Sekundärkreises, so gilt für den Fall der optimalen Kopplung:

$$Z_{\ddot{u}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (8)$$

Ist der Innenwiderstand R_i der ersten Röhre bzw. der Eingangswiderstand R_g der zweiten Röhre wesentlich größer als Z_1 bzw. Z_2 , so wird $Z_{\ddot{u}}$ nach (8) allein durch die Eigenschaften der verwendeten Abstimmkreise bestimmt. Kommen dagegen R_i oder R_g in die Größenordnung der Kreiswiderstände, so muß man beachten, daß sich der Widerstand der Primärseite des Bandfilters aus der Parallelschaltung von R_i zu Z_1 und der Widerstand der Sekundärseite aus der Parallelschaltung von R_g zu Z_2 ergibt. (8) geht damit über in:

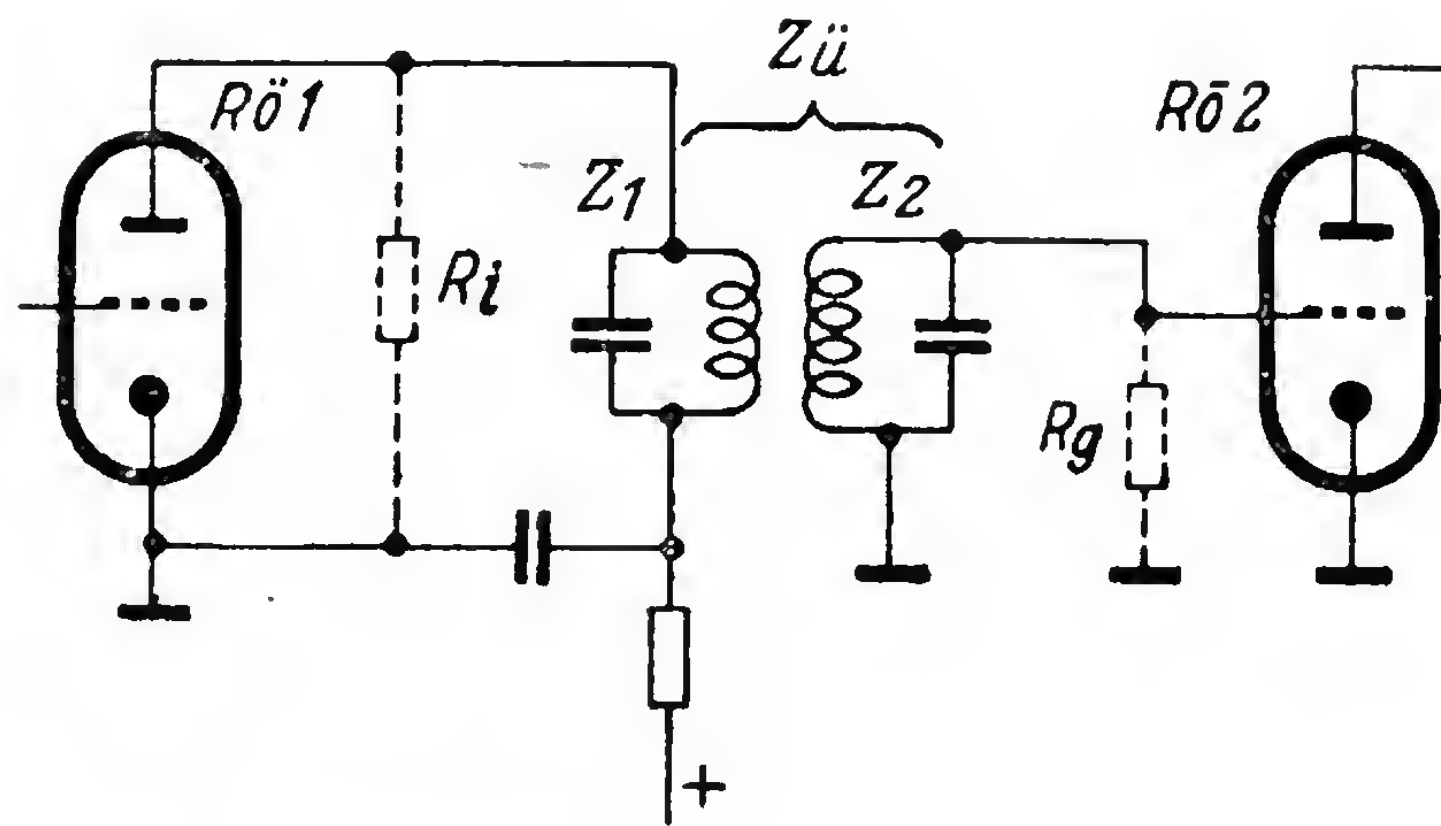
$$Z_{\ddot{u}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{Z_1 \cdot R_i}{Z_1 + R_i} \cdot \frac{Z_2 \cdot R_g}{Z_2 + R_g}} \quad (9)$$

Die zum Primär- und Sekundärkreis des Bandfilters parallel liegenden Widerstände bestimmen dann also maßgeblich die Größe des Übertragungswiderstandes. Selbstverständlich ergeben in jedem Fall hohe Resonanzwiderstände der Abstimmkreise eine entsprechende Verbesserung des Gesamtwiderstandes und damit nach (7) auch eine größere Stufenverstärkung. Werden die Widerstände R_i und R_g jedoch klein gegen die Resonanzwiderstände Z_1 und Z_2 , so wird $Z_{\ddot{u}}$ praktisch nur noch durch R_i und R_g bestimmt. Für eine große Stufenverstärkung ist es deshalb wichtig, R_i und R_g möglichst groß zu machen.

Man darf aber den Übertragungswiderstand nicht nur nach dem Gesichtspunkt einer hohen Stufenverstärkung dimensionieren. Wichtig ist es z. B. auch, daß die Abstimmkreise so stabil ausgelegt werden, daß sie auch bei Röhrenwechsel nicht allzusehr verstimmt werden. Es läßt sich nachweisen, daß man zur Sicherstellung einer solchen ausreichenden „Abstimmstabilität“ bei einer Frequenz von etwa 10 MHz ein $Z_{\bar{u}}$ von rund 12 k Ω nicht wesentlich überschreiten darf. Es ist dabei — in bezug auf diese Stabilität — praktisch gleichgültig, ob man diese 12 k Ω mit großen Kreiskapazitäten bei hohen Kreisgüten oder mit kleinen Kreiskapazitäten bei kleinen Kreisgüten erreicht¹⁾. Voraussetzung für diese Betrachtungsweise ist es allerdings, daß die Güte der beiden Abstimmkreise nicht allzu unterschiedlich sein darf, d. h. es muß sich um ein ungefähr „symmetrisches“ Filter handeln.

Ein Abstimmkreis mit 25 pF Gesamtkapazität besitzt bei einer Güte von 66 (Kreisdämpfung $d = 1,5\%$) bei 10,7 MHz einen Resonanzwiderstand von rund 40 k Ω . Der Übertragungswiderstand eines aus zwei solchen

Bild 4.
Zur Berechnung der
Stufenverstärkung



Kreisen gebildeten Bandfilters würde nach (8) also etwa 20 k Ω betragen. Besitzt die Röhre R_{01} in Bild 4 eine Steilheit von 1 mA/V, so würde sich bei sehr großem R_i und R_g nach (7) eine Stufenverstärkung ergeben:

$$V_{gg} = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3 = 20$$

In Wirklichkeit liegen die Verhältnisse jedoch meist anders:

Ist R_{01} eine Triode mit einem Innenwiderstand $R_i = 28$ k Ω in üblicher Schaltung, so können wir nach Beispiel 1 folgende Innenwiderstände erwarten:

- a) bei einem Gitterkondensator von 50 pF etwa 8 k Ω
- b) bei einem Gitterkondensator von 150 pF etwa 15,3 k Ω

¹⁾ Bekanntlich gilt für den Resonanzwiderstand Z_0 eines Parallelschwingungskreises:

$$Z_0 = \frac{G}{\omega \cdot C}$$

Dabei bedeuten: G ... die Kreisgüte (reziproker Wert der Kreisdämpfung)

C ... die Kapazität des Resonanzkreises.

Große Kreisgüte und kleine Kreiskapazität ergeben also große Resonanzwiderstände.

Auch der Eingangswiderstand R_g der Röhre $Rö_2$ ist niemals unendlich groß. Bei 10 MHz liegt er — je nach Röhrentype und Schaltung — zwischen etwa 20 und 300 k Ω . Für unsere weiteren Überlegungen wollen wir einen relativ guten Wert mit 100 k Ω annehmen.

Es ergibt sich dann bei zwei Abstimmkreisen mit je 40 k Ω Resonanzwiderstand:

a) Für einen Gitterkondensator von 50 pF bei der Röhre $Rö_1$:

$$Z_0 = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{40 \cdot 8}{40 + 8} + \frac{40 \cdot 100}{40 + 100} \right] \approx 6,9 \text{ k}\Omega$$

Die Verstärkung zwischen den Gittern der beiden Röhren beträgt dann bei einer Steilheit der Röhre $Rö_1$ von 1 mA/V:

$$V_{gg} = 6,9$$

b) Für einen Kondensator von 150 pF am Gitter der Röhre $Rö_1$:

$$Z_0 = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{40 \cdot 15,3}{40 + 15,3} + \frac{40 \cdot 100}{40 + 100} \right] \approx 8,9 \text{ k}\Omega$$

Die Stufenverstärkung bei 1 mA/V Steilheit ist demnach auch auf 8,9 angestiegen.

Wir haben für unser Beispiel ziemlich hochohmige Kreise gewählt. Die Röhren- und Schaltkapazitäten wird man mit 10 bis 15 pF einsetzen müssen. Es verbleibt für den im Filter vorhandenen Festkondensator demnach ein Wert von höchstens 15 pF. Auch eine Kreisgüte von 60 ist relativ hoch. Sie stellt zwar nicht die Grenze des technisch Möglichen dar, setzt jedoch bereits recht saubere Aufbauten voraus.

Trotzdem ist die erzielte Stufenverstärkung unerwartet klein. Auch die Selektion des hinter der Mischstufe liegenden Bandfilters wird bei einem solchen Betriebszustand merklich verschlechtert. Der kleine Innenwiderstand der Mischröhre liegt parallel zum Primärkreis des Filters und dämpft diesen Kreis beachtlich. Zwischen der Eigendämpfung d_0 und der Betriebsdämpfung d_b dieses Kreises besteht folgender Zusammenhang:

$$d_b = d_0 \cdot \left(1 + \frac{Z_1}{R_i} \right) \quad (10)$$

Danach ergibt sich als Betriebsdämpfung des Primärkreises bei $d_0 = 1,5\%$ und $Z_1 = 40 \text{ k}\Omega$:

Bei $R_i = 8 \text{ k}\Omega \dots d_b = 9\%$ (entspricht einer Kreisgüte von etwa $G = 11$)

bei $R_i = 15,3 \text{ k}\Omega \dots d_b = 5,42\%$ (entspricht einer Kreisgüte von etwa $G = 18,5$)

Man sieht sofort, daß der Kreis zusätzlich so stark bedämpft wird, daß er für die Gesamtselektion des Empfängers praktisch ausfällt.

Alle solche Anordnungen haben jedoch den Nachteil, daß sie zusätzliche Schaltelemente benötigen. Dagegen lassen sich die Schaltungen nach Bild 1 und 2 durch gewisse Kunstgriffe leicht so abändern, daß der gewünschte Entdämpfungseffekt ohne jeden zusätzlichen Aufwand erreicht wird. Beide Anordnungen lassen sich nämlich auf Brückenschaltungen

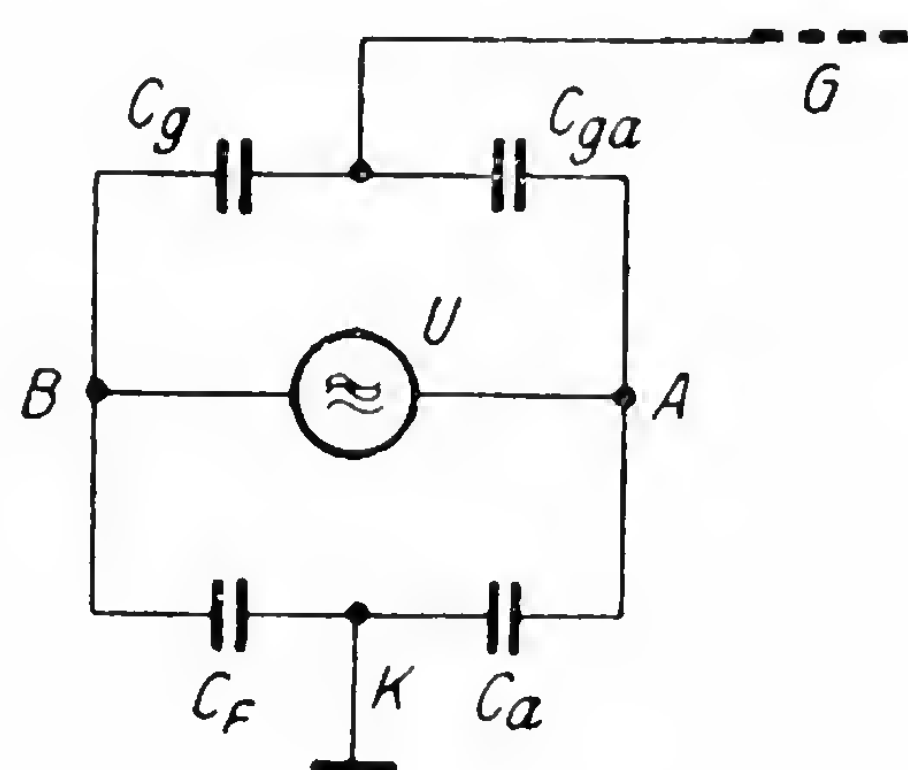


Bild 5. Prinzipschaltbild einer Zf-Brücke

zurückführen, in welchen die am Anodenkreis der Mischröhre stehende Zf-Spannung über verschiedene Kapazitäten so aufgeteilt werden kann, daß die zwischen Gitter und Katode stehende Spannung ihren Betrag und ihre Phase weitgehend ändert. Bild 5 zeigt die aus Bild 1 herausgezeichnete Brücke. Es wurde dabei angenommen, daß der Primärkreis L_4C_4 des ersten Bandfilters einen Zf-Generator mit der EMK U darstellt. Die Klemme A (Anodenseite) dieses Generators liegt über die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} am Gitter G und über die Ausgangskapazität C_a der Röhre (einschl. der Raumkapazität des Zf-Kreises L_4C_4) an Chassis.

Der andere Pol B (Batterieseite) des Zf-Generators liegt dagegen über den Gitter-Kondensator C_g am Gitter und über den Kondensator C_F am Chassis (der Zf-Widerstand des Oszillators ist so klein, daß man ihn vernachlässigen kann).

Zwischen dem Gitter G und der Katode K der Röhre wird also nur die in der Brücken-Diagonale GK stehende Zf-Spannung wirksam.

Die Brücke ist abgeglichen und somit die Gitter-Katodenstrecke frei von Zf-Spannung, wenn folgende Beziehung gilt:

$$C_g : C_F = C_{ga} : C_a \quad (11)$$

Der rechte Teil der Brücke, also die zwischen Gitter und Anode liegende Kapazität C_{ga} sowie die Ausgangskapazität C_a liegen durch die Eigenschaften der verwendeten Röhre und durch die Art des Aufbaues fest. Einfluß auf den Brückenabgleich kann man also nur durch Verändern von C_F oder C_g nehmen.

Die Beziehung (11) gibt an, wann die Stufe neutralisiert ist. Für die Triode EC 92 gelten in üblichen Aufbauten ungefähr folgende Werte:

C_{ga} (einschl. Schaltkapazitäten)	etwa 2 pF
C_a (einschl. Schaltkapazitäten)	etwa 10 pF

Die Anodenrückwirkung

Wählt man den Gitter-Kondensator C_g mit 30 pF, so ergibt sich nach (11):

$$C_F = \frac{C_g \cdot C_a}{C_{ga}} = \frac{30 \cdot 10}{2} = 150 \text{ pF}$$

Ein ähnlicher Wert ergibt sich auch für die Triode der ECH 81. Man ist bei einem solchen Ansatz gezwungen, wenigstens zwei von den vier Brückenskapazitäten zu schätzen. C_{ga} und C_a hängen stark von der Leitungsführung und der Art des verwendeten Aufbaues ab. Will man die Richtigkeit der Schätzung überprüfen, so muß man durch eine Messung feststellen, für welches Verhältnis $C_g : C_F$ die am Gitter stehende Zf-Spannung ein Minimum wird.

Eine solche Messung ist verhältnismäßig schwer durchzuführen, da sie bei schwingender Röhre erfolgen soll. Am Gitter der Mischstufe steht dann außer der Zf-Spannung auch noch die viel größere Oszillatorspannung. Brauchbare Ergebnisse wird man also nur erhalten, wenn man die Messung mit einem genügend selektiven Röhren-Voltmeter oder einem Meßempfänger vornimmt.

Hat man solche Geräte zur Verfügung, so wird man feststellen können, daß die praktisch erzielten Ergebnisse meist gut mit den Bedingungen der Gleichung (11) übereinstimmen.

Ein Aufbau nach Bild 2 enthält zunächst keine Brückenschaltung für die Zf-Anodenspannung. Man kann aber diese Schaltung leicht so abändern, daß man den Fußpunkt der Spule L_3 nicht an die Katode der Mischröhre, sondern an den Punkt B legt. Es ergibt sich dann eine Schaltung nach Bild 6a, welche eine Zf-Brücke enthält. Diese Brücke ist in Bild 6b wieder getrennt herausgezeichnet.

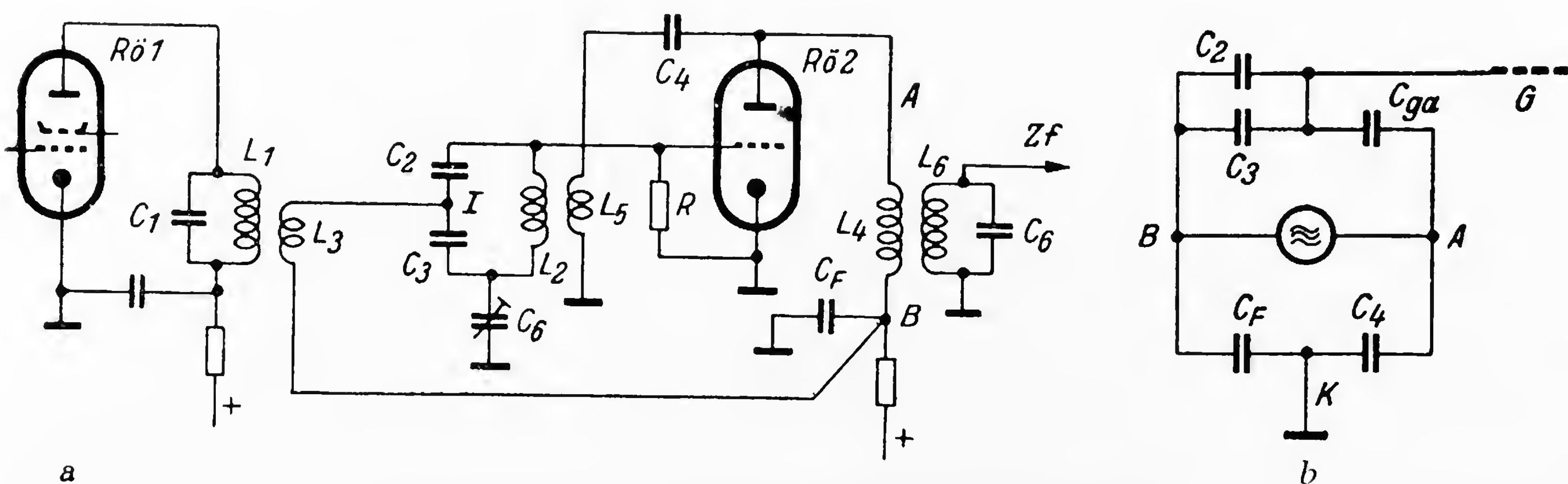


Bild 6 a und b. Trioden-Mischstufe mit Zf-Brücke

Für Brückengleichgewicht, also für den Fall, daß keine Zf-Spannung zwischen dem Gitter G und der Katode K stehen bleiben soll, muß hier gelten:

$$(C_2 + C_3) : C_F = C_{ga} : C_4 \quad (12)$$

Verwenden wir die EC 92 als Mischröhre, so können wir C_{gs} wieder mit etwa 2 pF annehmen. C_4 liegt als Primärkapazität des ersten Bandfilters fest. Einschließlich der Schaltungskapazitäten soll gelten $C_4 = 25$ pF.

C_2 und C_3 bilden in Serienschaltung die Kapazität des Oszillatorkreises. Sie sind also nicht beliebig veränderlich. Wählt man $C_2 = 10$ pF, $C_3 = 20$ pF, so kann man das für Brückengleichgewicht notwendige C_F nach (12) so errechnen:

$$C_F = \frac{C_4 \cdot (C_2 + C_3)}{C_{gs}} = \frac{25 \cdot 30}{2} = 375 \text{ pF}$$

Wählt man also C_F mit 350 bis 400 pF, so besitzt die Mischröhre praktisch ihren natürlichen Innenwiderstand.

d) Vergrößerung des scheinbaren Innenwiderstandes über den natürlichen Wert hinaus

Erreichen wir durch irgendwelche Maßnahmen (also z. B. durch richtigen Abgleich der Brücken Kondensatoren), daß am Gitter überhaupt keine Zf-Spannung mehr steht, so ist das Ergebnis das gleiche, als ob R_i in Bild 3 unendlich groß geworden wäre. Nach (2) wird dann die „Aufteilung“ der Zf-Spannung $a = 0$.

Für $a = 0$ ergibt sich wieder aus (5) $R'_i = R_i$. Die Röhre besitzt also ihren natürlichen Innenwiderstand. (5) zeigt jedoch auch, daß $R'_i > R_i$ werden muß, wenn a negativ wird. Das bedeutet nichts anderes, als daß eine Vergrößerung des wirksamen Innenwiderstandes über den natürlichen Wert hinaus eintritt, wenn die von der Anode dem Gitter zugeführte Zf-Spannung entgegengesetzt wie in Bild 3 gepolt ist. Eine solche Phasenlage der rückgeführten Spannung kann man z. B. dadurch erreichen, daß man den Kondensator C_F kleiner macht, als es der Bedingung (12) entsprechen würde (Bild 5). •

Diese Tatsache läßt sich folgendermaßen erklären: Die Punkte A und B besitzen gegen das Chassis entgegengesetzt gepolte Spannungen, da ja der Anodenkreis der Mischröhre nicht unmittelbar mit dem Chassis verbunden ist. Geerdet ist vielmehr nur der Abgriff des kapazitiven Spannungsteilers C_F/C_a . Gleichgewicht in der Brücke nach Bild 4b bedeutet deshalb nichts anderes, als daß das Gitter über C_{gs} ebensoviel Spannung vom Punkt A erhält, als entgegenwirkende Spannung über $C_2 + C_3$ vom Punkt B.

Macht man jedoch C_F kleiner, als es dieser Betriebsfall erfordert, so überwiegt die von B herrührende Spannung. An Stelle einer Gegenkopplung entsteht jetzt eine Mitkopplung, die den wirksamen Innenwiderstand der Röhre über den natürlichen Wert hinaus vergrößert.

Wird $a = -D$, so muß nach (5) $R'_i = \infty$ werden. In diesem Fall wird also die dämpfende Wirkung des Innenwiderstandes der Röhre genau aufgehoben. Die resultierende Kreisgüte ist dann ebenso groß, als ob die Mischröhre überhaupt nicht angeschaltet wäre.

Nimmt a noch größere negative Werte an, als diesem Zustand entspricht, so beginnt die Röhre den Kreis zu entdämpfen. R'_i wird dann negativ. Wird R'_i entgegengesetzt gleich dem Primärwiderstand des Bandfilters, so tritt schließlich Selbstschwingen auf der Zf ein.

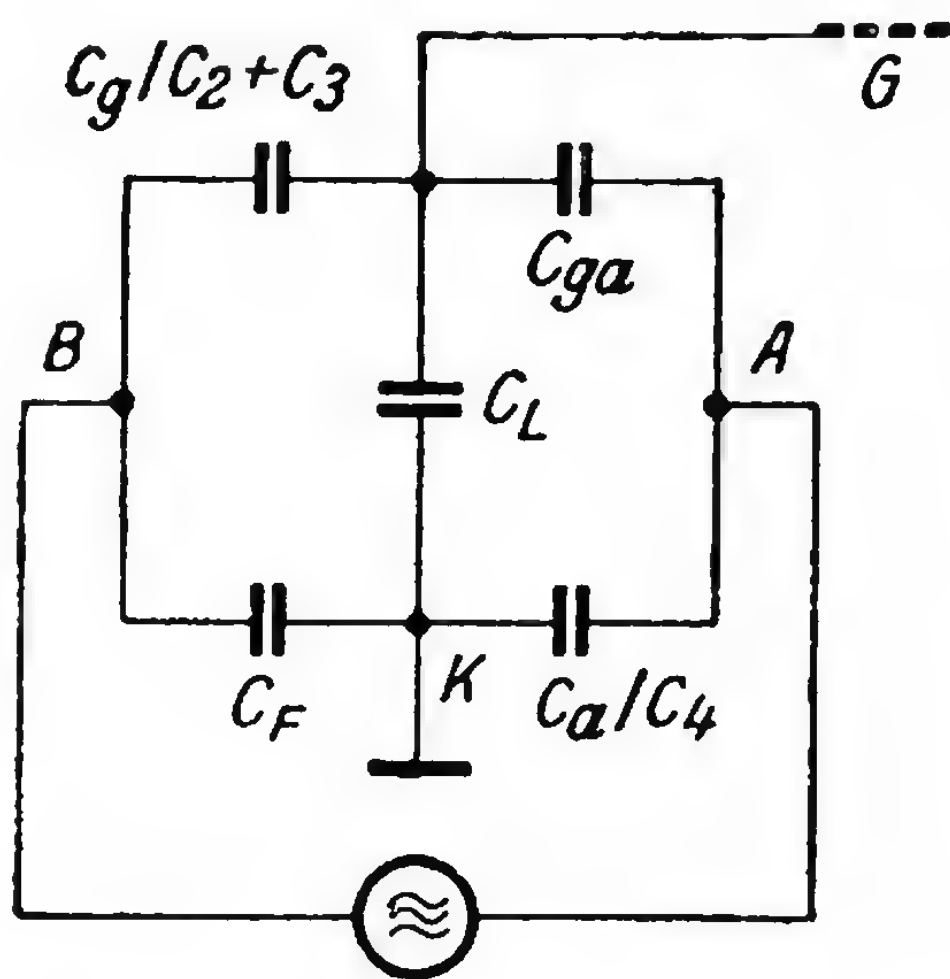


Bild 7. Zf-Brücke mit Querlast

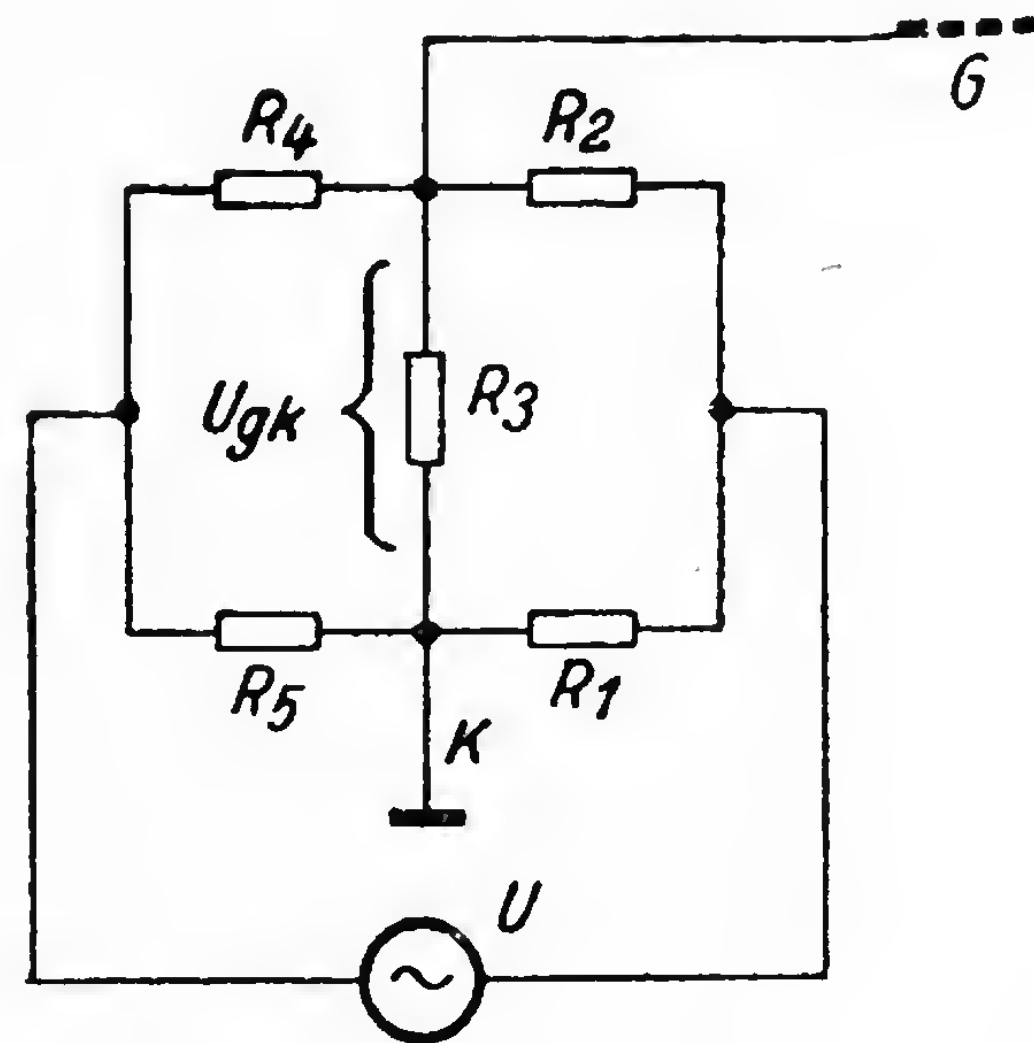


Bild 8. Ersatzschaltbild einer Zf-Brücke unter Verwendung von Ohmschen Widerständen

e) Berechnung der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung

Die in Bild 5 dargestellte Ersatzschaltung ist unvollständig. Zwischen dem Gitter G und der Katode K liegt in Wirklichkeit eine Querlast, deren Größe bei einer Schaltung nach Bild 1 im wesentlichen durch die Eingangskapazität der Mischröhre gegeben ist. In einer Schaltung nach Bild 6 liegt parallel zu dieser Eingangskapazität auch noch der Trimmer C_6 . Beide Schaltungen lassen sich deshalb auf eine Ersatzschaltung nach Bild 7 zurückführen, die als Querlast eine Kapazität C_L enthält.

Wenn die Brücke so abgeglichen wird, daß zwischen den Punkten G und K keine Spannung stehen bleibt, so kann zwischen diesen Punkten ein beliebiger Widerstand liegen, ohne daß sich die Verhältnisse ändern. In die Gleichgewichtsbedingungen nach (11) oder (12) geht deshalb eine Querlast nicht ein.

Anders ist es dagegen, wenn man die Brücke gegen diesen Abgleichpunkt verstimmt. Die Querlast kann dann einen merklichen Einfluß auf die sich zwischen G und K ausbildende Spannung haben. Will man also die Brücke so aufbauen, daß eine gewünschte Veränderung des Innenwiderstandes entsteht, so muß man die Aufteilung a der Zf-Anodenspannung unter Berücksichtigung dieser Querlast vornehmen.

Additive Mischung in Trioden

Zur Ermittlung dieser Aufteilung geht man am besten von einer ähnlichen Anordnung mit rein ohmschen Widerständen wie in **Bild 8** aus. Nach den Kirchhoff'schen Gesetzen läßt sich für eine solche Schaltung schreiben:

$$\frac{U_{gk}}{U} = \frac{R_3 \cdot (R_1 R_4 - R_2 R_5)}{R_1 R_2 \cdot (R_3 + R_4 + R_5) + R_4 R_5 \cdot (R_1 + R_2 + R_3) + R_3 \cdot (R_2 R_5 + R_1 R_4)}$$

Das Verhältnis von U_{gk} (Spannung zwischen Gitter und Katode) zu U (Spannung am Anodenkreis) stellt aber offensichtlich den bisher stets benutzten Faktor a dar. Man sieht auch sofort, daß a sowohl positiv als auch negativ werden kann, je nachdem, ob $R_1 R_4$ oder $R_2 R_5$ größer ist.

Wir können die obige Formel ohne weiteres von ohmschen Widerständen auf die Verhältnisse unserer Zf-Brücke übertragen, wenn die sonst in der Schaltung verwendeten Widerstände so bemessen sind, daß sie keine merkliche Phasenverschiebung verursachen. Das ist jedoch bei üblicher Dimensionierung in weiten Grenzen der Fall. Wir können also anstatt $R_1 \dots R_5$ die entsprechenden kapazitiven Widerstände für die Zwischenfrequenz der Kondensatoren aus **Bild 7** einsetzen und so den Wert von a ermitteln, mit dem wir wieder nach (5) die Größe des zu erwartenden wirksamen Widerstandes der Mischröhre errechnen können.

Dabei muß man sinngemäß für die Schaltungen nach **Bild 1** bzw **6** einsetzen:

$$\begin{aligned} \text{anstatt } R_1 &\dots\dots\dots \frac{1}{\omega C_a} \text{ bzw. } \frac{1}{\omega C_4} \\ \text{anstatt } R_2 &\dots\dots\dots \frac{1}{\omega C_{ga}} \\ \text{anstatt } R_3 &\dots\dots\dots \frac{1}{\omega C_L} \\ \text{anstatt } R_4 &\dots\dots\dots \frac{1}{\omega C_g} \text{ bzw. } \frac{1}{\omega \cdot (C_2 + C_3)} \\ \text{anstatt } R_5 &\dots\dots\dots \frac{1}{\omega C_F} \end{aligned}$$

Setzt man diese kapazitiven Widerstände in die Brücken-Gleichung ein, so erhält man nach einigem Umformen folgende Ausdrücke:

Für eine Schaltung nach **Bild 1**:

$$a = \frac{C_{ga} C_F - C_a C_g}{C_F \cdot (C_g + C_L + C_{ga}) + C_g \cdot (C_L + C_a) + C_a \cdot (C_L + C_{ga}) + C_L C_{ga}}$$

und für eine Schaltung nach **Bild 6**:

$$a = \frac{C_{ga} C_F - C_4 \cdot (C_2 + C_3)}{C_F \cdot (C_2 + C_3 + C_L + C_{ga}) + (C_2 + C_3) \cdot (C_L + C_4) + C_{ga} C_L + C_4 (C_L + C_{ga})} \quad (13)$$

Beispiel 2

Eine Röhre mit einem natürlichen Innenwiderstand von $R_i = 16 \text{ k}\Omega$ (gemessen in schwingendem Zustand) und einem Durchgriff $D = 1,6\% = 0,016$ soll in einer Schaltung nach Bild 6 verwendet werden. Wie groß ist der zu erwartende wirksame Innenwiderstand? Die einzelnen Kapazitäten sollen folgende Werte besitzen:

$$\begin{aligned} C_F &= 300 \text{ pF} & C_2 + C_3 &= 30 \text{ pF} \\ C_4 &= 25 \text{ pF} & C_{ga} &= 2 \text{ pF} \\ C_L &= 14,9 \text{ pF} \end{aligned}$$

Aus (13) ergibt sich dann ein $a = -0,00954$. Der zu erwartende scheinbare Innenwiderstand beträgt somit nach (5):

$$R'_i = 16 \cdot \frac{0,016}{0,016 - 0,00954} = 39,6 \text{ k}\Omega$$

f) Berechnung der Fußpunkt-Kapazität C_F

In der Praxis besteht oft der Wunsch, eine Schaltung so auszulegen, daß der scheinbare Innenwiderstand der Mischröhre einen bestimmten gewünschten Wert annimmt. Wenn der natürliche Innenwiderstand der Röhre bekannt ist, so kann man aus (5) die dazu notwendige Aufteilung a ermitteln. Die einzige Kapazität einer Zf-Brücke nach Bild 7, die man in gewissen Grenzen frei wählen kann, ist meist C_F . Die anderen Kapazitäten liegen praktisch durch andere Bedingungen fest. Man wird deshalb für eine gegebene Dimensionierung meist die richtige Größe von C_F ermitteln müssen. Man muß dazu die Gleichung (13) nach C_F auflösen. Führt man eine entsprechende Rechnung durch, so erhält man:

$$C_F = \frac{C_4 (C_2 + C_3) + a [(C_4 + C_L) \cdot (C_2 + C_3) + C_4 (C_{ga} + C_L) + C_{ga} C_L]}{C_{ga} - a [C_{ga} + C_2 + C_3 + C_L]} \quad (14)$$

Beispiel 3

Die gleiche Röhre wie in Beispiel 2 soll wieder in der Schaltung nach Bild 6 betrieben werden. Es wird diesmal jedoch gefordert, daß der wirksame Innenwiderstand $R'_i = \infty$ werden soll. Dazu ist die richtige Größe von C_F zu bestimmen. Alle übrigen Kapazitäten sollen die gleichen, wie in Beispiel 2, bleiben.

Für $R'_i = \infty$ ergibt sich nach (5) $a = -D = -0,016$. Aus (14) kann man die richtige Größe von C_F errechnen:

$$C_F = \frac{25 \cdot 30 - 0,016 [(25 + 14,9) \cdot 30 + 25 (2 + 14,9) + 2 \cdot 14,9]}{2 + 0,016 [2 + 30 + 14,9]} = 263 \text{ pF}$$

3. Die Rückmischung

Manche UKW-Mischschaltungen zeigen deutlich einen zunächst unerklärlich erscheinenden Effekt. Mißt man z. B. mit einem selektiven Röhren-Voltmeter die am Gitter der Mischröhre stehende UKW-Empfangsspannung, so kann man immer dann eine deutliche Änderung dieser Spannung feststellen, wenn man nur die Oszillator-Frequenz verändert und sich dabei jener Stelle nähert, wo die Differenz zwischen Empfangs- und Oszillatorfrequenz gleich der Zwischenfrequenz wird. Läßt man die Empfangs- und Oszillatorfrequenz unverändert, so kann man durch Verstimmen des ersten Zf-Kreises die gleiche Erscheinung hervorrufen.

Die Schaltung nach Bild 1 zeigt diesen Effekt deutlich. Man kann bei ihr — bei sonst gleicher Dimensionierung — durch das Verhältnis $C_g : C_F$ die Größe und die Richtung der Änderung der UKW-Gitterspannung beeinflussen. Man kann also

1. einen Zustand einstellen, bei dem die UKW-Empfangsspannung am Gitter der Mischröhre ansteigt, wenn sich an L_4C_4 eine merkliche Zf-Spannung ausbildet,
2. erreichen, daß die Abstimmungslage des Oszillators und des ersten Zf-Kreises ohne Einfluß auf die Gitterspannung bleibt, und
3. bei entsprechender Wahl des Verhältnisses $C_g : C_F$ ein Absinken der Empfangsspannung am Gitter der Mischröhre beobachten.

a) Veränderung der Resonanzkurve der UKW-Vorselektion

Eine für additive Mischstufen geeignete Methode, die Resonanzkurve der UKW-Vorselektion zu messen, ist folgende: man legt an das Gitter der Röhre $Rö_1$ (Bild 1) einen Meßsender, dessen Ausgangsspannung konstant gehalten wird. Ein selektives Röhren-Voltmeter (Meß-Empfänger) wird lose an das Gitter der Röhre $Rö_2$ angekoppelt. Verändert man jetzt die Meßsenderfrequenz, so entspricht die Anzeige des Röhren-Voltmeters dem Gang der Verstärkung zwischen den Gittern der beiden Röhren.

Bei sonst richtigem Aufbau wird dieser Verstärkungsgang im wesentlichen der Resonanzkurve des Kreises L_1C_1 entsprechen. Man sollte also erwarten, daß eine solche Messung eine Kurve ergibt, die dem bekannten Widerstandsverlauf eines Parallel-Schwingungskreises wenigstens annähernd folgt.

In Wirklichkeit kann man jedoch — je nach Wahl des Verhältnisses $C_g : C_F$ — drei verschiedene typische Kurvenformen messen, die in Bild 9 dargestellt sind. Bild 9a zeigt einen möglichen Verlauf, der sich meist gut mit der natürlichen Resonanzkurve des Kreises L_1C_1 (unter Berücksichtigung der durch die Schaltung bedingten zusätzlichen Bedämpfung) zur Deckung bringen läßt. Einen solchen Verlauf kann man jedoch nur dann

messen, wenn entweder das Verhältnis $C_g : C_F$ einen ganz bestimmten Wert annimmt, oder wenn man den in der Anode der Mischröhre liegenden Zf-Kreis kurzschließt. Bild 9a stellt also einen besonderen Grenzfall dar.

Am häufigsten ergibt sich dagegen ein Verlauf nach Bild 9b. Zu der gleichen Grundform wie in Bild 9a addiert sich hier eine schmale, plötzlich ansteigende Spitze. Die Breite dieser Spitze entspricht etwa der Zf-Bandbreite.

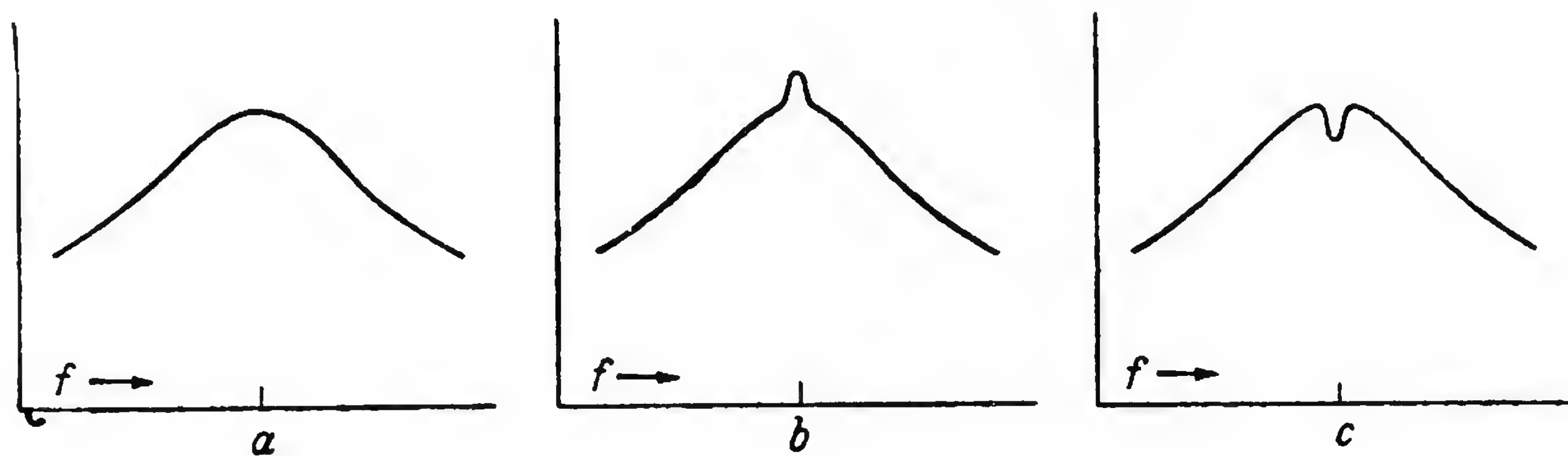


Bild 9. Einfluß der Rückmischung auf die Resonanzkurve der UKW-Vorselektion

Es kann jedoch manchmal auch ein Verlauf nach Bild 9c beobachtet werden, bei welchem die am Gitter gemessene Spannung in einem schmalen Bereich plötzlich absinkt. Die Breite dieses Bereiches entspricht ebenfalls etwa der Zf-Bandbreite.

Zu bemerken wäre noch, daß Bild 9 idealisierte Kurvenformen darstellt. Vielfach sind die tatsächlich gemessenen Kurven schief, die zusätzliche Spitze von Bild 9b sitzt nicht symmetrisch zum gesamten Kurvenverlauf usw. Man kann aber im Prinzip eine der drei Grundformen nach Bild 9 meist deutlich wiedererkennen.

Selbstverständlich besteht ein Zusammenhang zwischen dieser Verformung der Resonanzkurve und der bereits beschriebenen Änderung der Empfangsspannung am Gitter der Mischröhre bei Änderung der Abstimmung des Oszillators bzw. der Zwischenfrequenz. Es ändert sich die Größe der Gitterspannung immer nur dann, wenn eine genügend große Zf-Spannung an der Anode der Mischröhre entsteht. Offenbar liegt also eine Art „Rückmischung“ vor, bei welcher sich aus Zf und Oszillatorfrequenz die ursprüngliche Empfangsfrequenz zurückbildet. Je nach Phasenlage dieses „Rückmischungsproduktes“ wird die ursprünglich vorhandene Empfangsspannung entweder vergrößert oder verkleinert.

In der Resonanzkurve kann sich dieser Vorgang natürlich nur in einem Frequenzband auswirken, das etwa der Zf-Bandbreite entspricht, da ja außerhalb dieses Bandes die zwischenfrequente Anoden-Wechselspannung sehr schnell zusammenbricht.

b) Berechnung des Rückmischungseffektes

Es soll eine Schaltung nach Bild 1 untersucht werden. Paßt man den Eingangswiderstand der Röhre $R_{\text{ö}2}$ an den Abstimmkreis L_1C_1 optimal an, so kann man für die weiteren Überlegungen ein vereinfachtes Prinzip-Schaltbild nach Bild 10 verwenden. Im Gitterkreis der Röhre $R_{\text{ö}2}$ liegen

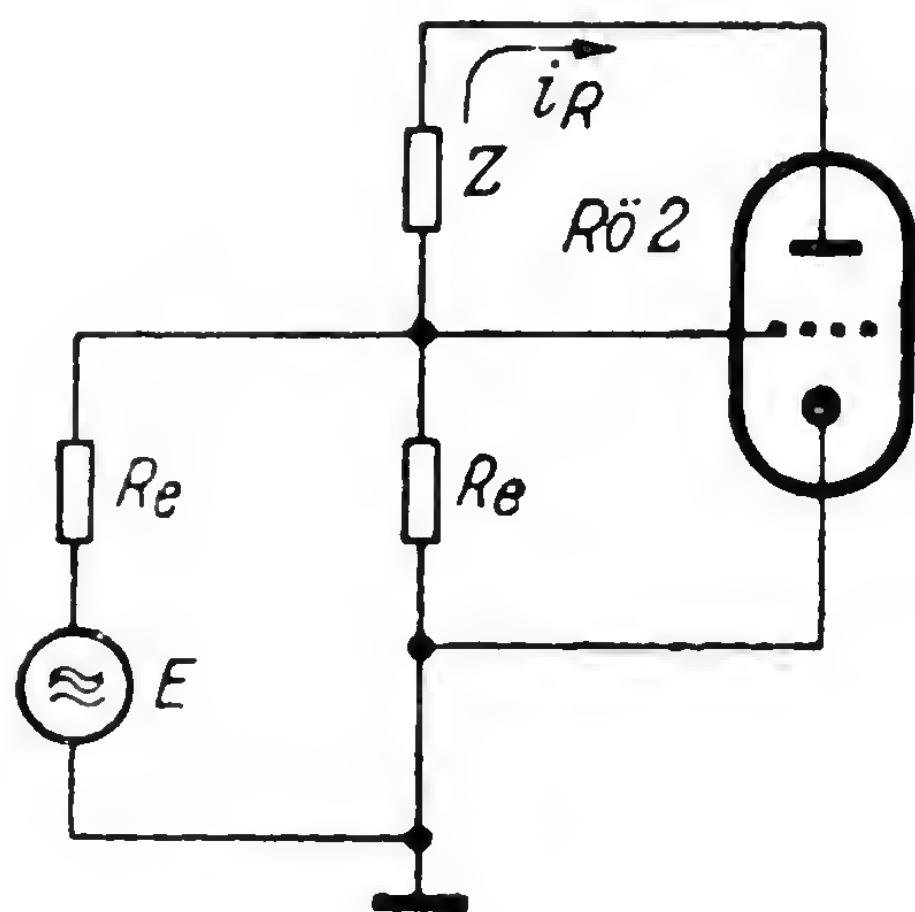


Bild 10. Prinzipschaltbild zur Erläuterung der UKW-Rückmischung

hier zwei Widerstände mit der Bezeichnung R_e parallel. Sie stellen einmal (links) den auf die Gitterseite reduzierten Widerstand des Abstimmkreises L_1C_1 dar, zum anderen (rechts) den eigentlichen Eingangswiderstand der Röhre $R_{\text{ö}2}$. Da Leistungsanpassung bestehen soll, sind beide Widerstände gleich groß.

Die Einspeisung der Empfangsspannung erfolgt vom Abstimmkreis her, eine entsprechende EMK E muß deshalb in Serie mit dem linken Widerstand R_e angenommen werden.

Z soll der im Anodenkreis liegende wirksame Zf-Widerstand sein. Wenn R'_i den wirksamen Innenwiderstand der Mischröhre und Z_1 den Resonanzwiderstand des Primärkreises des auf die Mischstufe folgenden Bandfilters bedeutet, so ergibt sich für optimale Kopplung dieses Bandfilters:

$$Z = \frac{Z_1 R'_i}{Z_1 + 2 R'_i} \quad (15)$$

Z und R_0 stellen merkbare Widerstände natürlich nur für solche Frequenzen dar, die in der Nähe der Eigenfrequenz des entsprechenden Kreises liegen.

Z besitzt einen merklichen Widerstand also nur für die Zf oder dicht benachbarte Frequenzen, für UKW wird sein Widerstand praktisch gleich Null.

R_e besitzt einen merklichen Widerstand dagegen nur für UKW-Frequenzen, für die Zf stellt er einen Kurzschluß dar.

Ferner soll angenommen werden, daß der Oszillatorkreis so weit gegen die Empfangs- und Zwischenfrequenz verstimmt ist, daß sein Widerstand für diese Frequenzen vernachlässigt werden kann.

Die Rückmischung

Wenn in der Röhre eine Rückmischung stattfinden soll, so muß ein Rückmischungs-Anodenstrom i_R mit der Frequenz der Empfangsspannung die Widerstände R_e , Z und die Röhre selbst durchfließen. Da die beiden Widerstände R_e bei UKW wirksam sind, entsteht an ihnen ein Spannungsabfall $i_R \cdot \frac{R_e}{2}$, der wieder dem Gitter zugeführt wird.

Am Gitter der Röhre stehen im allgemeinen drei Frequenzen: die UKW-Empfangsfrequenz, die Oszillatorfrequenz und eine Zwischenfrequenzspannung, welche über die Gitter-Anodenkapazität zum Gitter gelangt. Der Rückmischungsstrom soll sich aus der Zwischenfrequenz und der Oszillatorfrequenz bilden. Ein Ansteigen der Zf-Gitterspannung in positiver Richtung muß eine Vergrößerung des Rückmischungsstromes zur Folge haben. Dadurch entsteht wieder ein vergrößerter Spannungsabfall an den beiden parallel geschalteten Widerständen R_e . Die logische Folge aus diesen Verhältnissen ist, daß der Spannungsabfall, welchen der Rückmischungsstrom an den Widerständen R_e hervorruft, so gepolt sein muß, daß er die wirksame Gitterspannung herabsetzt. Die Empfangsspannung und der Spannungsabfall des Rückmischungsstromes wirken einander also entgegen.

Für die gesamte am Gitter stehende UKW-Spannung $U_{\text{Gitter}}^{\text{UKW}}$ können wir nunmehr schreiben:

$$U_{\text{Gitter}}^{\text{UKW}} = \frac{E}{2} - i_R \cdot \frac{R_e}{2} \quad (16)$$

Wie bereits erwähnt, entsteht der Strom i_R dadurch, daß die Zf mit der Oszillatorfrequenz gemischt wird. Seine Größe muß man also erhalten, wenn man die in der Röhre wirksame Zf-Steuerspannung mit der Überlagerungsteilheit multipliziert. Diese Zf-Steuerspannung $U_{\text{st}}^{\text{Zf}}$ setzt sich wieder aus zwei Teilen zusammen:

1. aus der steuernden Wirkung der Zf-Anodenspannung U_a^{Zf} mit dem Betrag $D \cdot U_a^{\text{Zf}}$,
2. aus dem Teil von U_a^{Zf} , der mit der Aufteilung a auf das Gitter der Mischröhre zurückkommt.

Für die Zf-Steuerspannung gilt also:

$$U_{\text{st}}^{\text{Zf}} = U_a^{\text{Zf}} \cdot (D + a)$$

Über das Vorzeichen von a wird hier noch keine Aussage gemacht. Dieses ergibt sich vielmehr aus den Brückenbedingungen für die Zf-Spannung und kann später eingeführt werden.

Additive Mischung in Trioden

Wenn S_c die Überlagerungsteilheit der verwendeten Röhre bedeutet, so gilt für den Rückmischungsstrom nach dem Vorgesagten:

$$i_R = S_c \cdot U_{st}^{Zf} = S_c \cdot U_a^{Zf} \cdot (D + a) \quad (17)$$

Die Zf-Anodenspannung U_a^{Zf} entsteht andererseits jedoch dadurch, daß die Röhre durch die UKW-Empfangsfrequenz gesteuert wird. Wenn wir beachten, daß die Anodenspannung jeweils um 180° gegen die Gitterspannung gedreht sein muß, können wir also schreiben:

$$U_a^{Zf} = -U_{st}^{UKW} \cdot S_c \cdot Z \quad (18)$$

Die Steuerspannung einer Röhre folgt im allgemeinen der Bedingung

$$U_{st} = U_g + D \cdot U_a$$

Man berücksichtigt hier durch den Faktor DU_a die steuernde Wirkung der Anodenspannung. Dabei ist zu beachten, daß in üblichen Verstärkerschaltungen die Anodenspannung gegen die Gitterspannung um 180° gedreht ist. Der zweite Summand wirkt deshalb dem ersten in Wirklichkeit entgegen. In einer Schaltung nach Bild 1 haben wir es für U_{st}^{UKW} jedoch mit einem Spezialfall zu tun: für die Empfangsfrequenz liegt hier nämlich zwischen Gitter und Anode kein nennenswerter Widerstand. Wir können deshalb in erster Näherung annehmen, daß diese beiden Elektroden direkt miteinander verbunden sind. Damit wird die UKW-Spannung an ihnen gleichphasig und wir können schreiben:

$$U_{st}^{UKW} = U_{Gitter}^{UKW} + D \cdot U_{Anode}^{UKW}$$

Aus der direkten Verbindung Gitter-Anode folgt auch die Bedingung:

$$U_{Gitter}^{UKW} = U_{Anode}^{UKW}$$

somit können wir auch schreiben:

$$U_{st}^{UKW} = U_{Gitter}^{UKW} \cdot (1 + D)$$

Für die Zf-Anodenspannung gilt dann nach (18):

$$U_a^{Zf} = -U_{Gitter}^{UKW} \cdot (1 + D) \cdot S_c \cdot Z$$

Aus der Kombination dieses Ausdruckes mit (16) und (17) erhalten wir schließlich:

$$U_{Gitter}^{UKW} = \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{1 - (D + a) \cdot (1 + D) \cdot S_c^2 \cdot Z \cdot \frac{R_e}{2}} \quad (19)$$

Es tritt also tatsächlich eine Rückwirkung auf die UKW-Empfangsspannung ein. Die Größe dieser Rückwirkung hängt von den Röhrendaten (Durchgriff D , Überlagerungssteilheit S_c und Eingangswiderstand R_e), vom wirksamen Zf-Widerstand Z im Anodenkreis der Mischröhre und auch von der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung ab. Bestimmend für die Phase dieser Rückwirkung ist offensichtlich der Ausdruck $D + a$ im Nenner des rechten Bruches. Ist $D + a > 0$, so wird dieser Nenner kleiner als 1, die UKW-Gitterspannung ist dann größer, als es der Empfangs-EMK E allein entsprechen würde. Es liegt also eine Entdämpfung des UKW-Gitterkreises vor.

Wird a negativ und so groß, daß $D + a = 0$ wird, so tritt überhaupt keine Rückwirkung auf, die Röhre ist für die UKW-Empfangsspannung neutralisiert.

Verschiebt man aber a nach noch größeren negativen Werten, so wird $D + a < 0$, der Nenner des rechten Bruches wird größer als 1 und die UKW-Gitterspannung wird kleiner, als sie es ohne Vorliegen einer Rückwirkung wäre. Es besteht dann also eine Gegenkopplung auf der Empfangsfrequenz.

4. Das Zusammenwirken von Zf-Anodenrückwirkung und UKW-Rückmischung

Wie stark sich der innere Widerstand einer Mischröhre durch die Anodenrückwirkung ändert, hängt nach (5) nur vom Durchgriff der verwendeten Röhre und von der Aufteilung a der Zf-Spannung zwischen Anode und Gitter ab.

Für eine gegebene Röhre ist deshalb $R'_i = f(a)$ leicht zu ermitteln.

Umständlicher ist es dagegen, den Einfluß einer evtl. vorhandenen Rückmischung zu übersehen. Die Formel (19) sieht zunächst zwar recht übersichtlich aus, man darf jedoch nicht vergessen, daß sich der im Anodenkreis liegende wirksame Zf-Widerstand Z mit dem Innenwiderstand der Röhre ändert. Dieser Innenwiderstand liegt ja parallel zum Primärkreis des ersten Zf-Bandfilters und bestimmt dadurch maßgeblich dessen Dämpfung. Da der Innenwiderstand selbst durch a in weiten Grenzen verändert werden kann, hängt natürlich die Größe von Z auch von a ab. Will man also für ein gegebenes a die Auswirkung der Rückmischung ermitteln, so muß man zunächst feststellen, wie groß der Innenwiderstand R'_i der Mischröhre für diesen Wert von a wird, Z aus der Parallelschaltung von R'_i mit der Primärseite des Zf-Bandfilters bestimmen und kann dann erst die Gleichung (19) auswerten.

Für die Praxis des Empfängerbaues ist eine solche Berechnung meist zu umständlich, andererseits ist es wichtig, daß man die zu erwartenden

Additive Mischung in Trioden

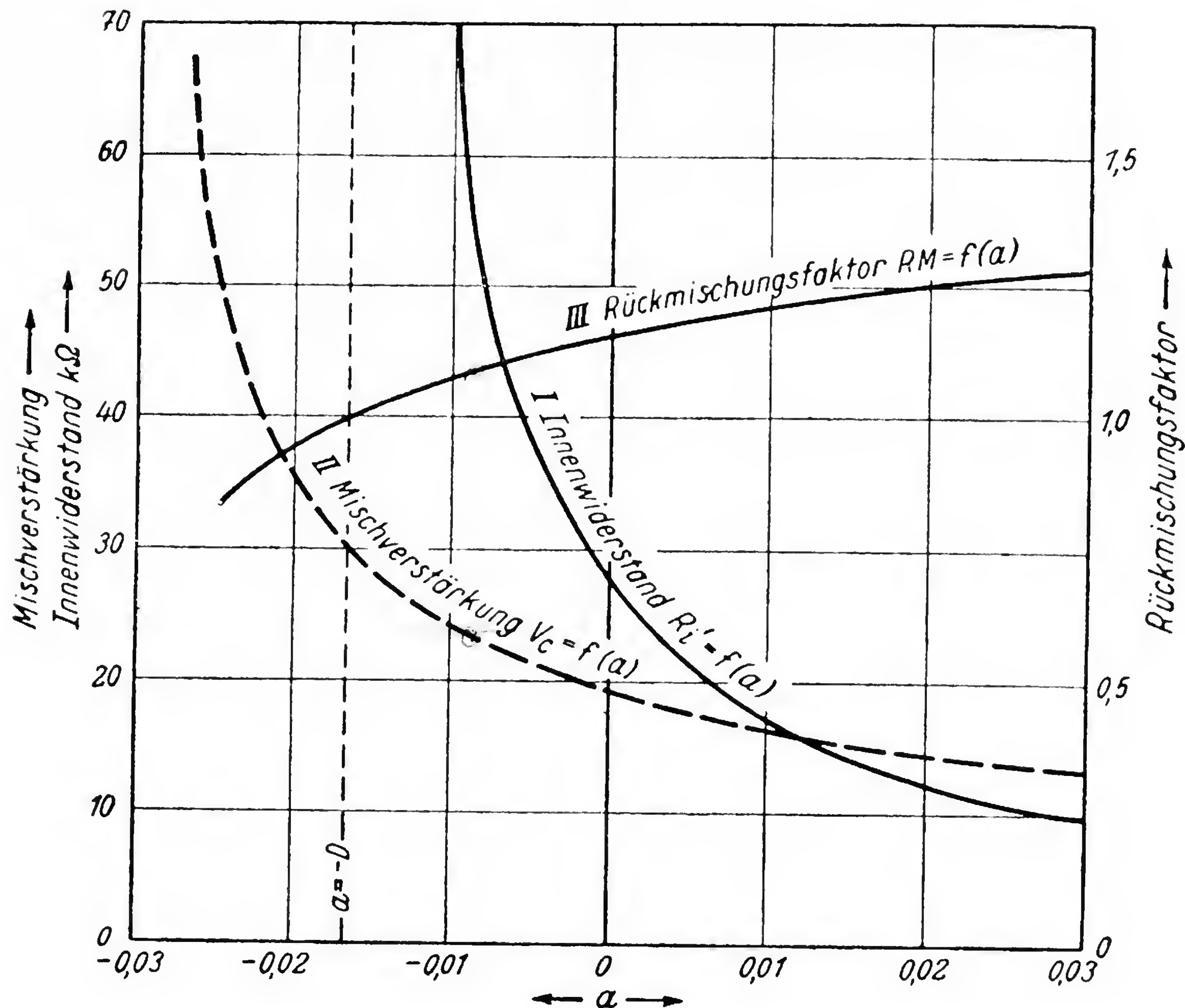


Bild 11. Die Abhängigkeit von scheinbarem Innenwiderstand, Mischverstärkung und Größe der Rückmischung von der Aufteilung α der Zf-Anodenspannung zum Gitter. Die Angaben gelten für die Röhre EC 92 mit einer Mischsteilheit von $1,8 \text{ mA/V}$ in Verbindung mit einem optimal gekoppelten Zf-Bandfilter, dessen Abstimmkreise Resonanzwiderstände von $40 \text{ k}\Omega$ besitzen. Die Eingangsdämpfung der ersten Zf-Röhre wurde mit $100 \text{ k}\Omega$ angenommen

Einflüsse wenigstens in ihrer Größenordnung übersehen kann. Es werden deshalb in den Bildern 11 und 12 zwei besonders charakteristische Fälle dargestellt. Bild 11 gilt für eine EC 92, Bild 12 für die Triode der ECH 81. Beide Röhren sollen unter normalen Bedingungen betrieben werden. Für die beiden Abstimmkreise des angeschlossenen Zf-Bandfilters wurden Resonanzwiderstände von je $40 \text{ k}\Omega$ angenommen. Die Kopplung zwischen den beiden Abstimmkreisen soll jeweils optimal mit

$$\frac{k}{\sqrt{d_1 d_2}} = 1$$

eingestellt werden. Der Eingangswiderstand R_g der ersten Zf-Röhre soll $100 \text{ k}\Omega$ betragen.

Für den Verlauf von $R_i' = f(\alpha)$ ist es gleichgültig, ob eine Schaltung nach Bild 1 oder 6 verwendet wird. Dagegen bezieht sich der dargestellte Einfluß der Rückmischung nur auf die Schaltung 1, da nur hier eine Kopplung

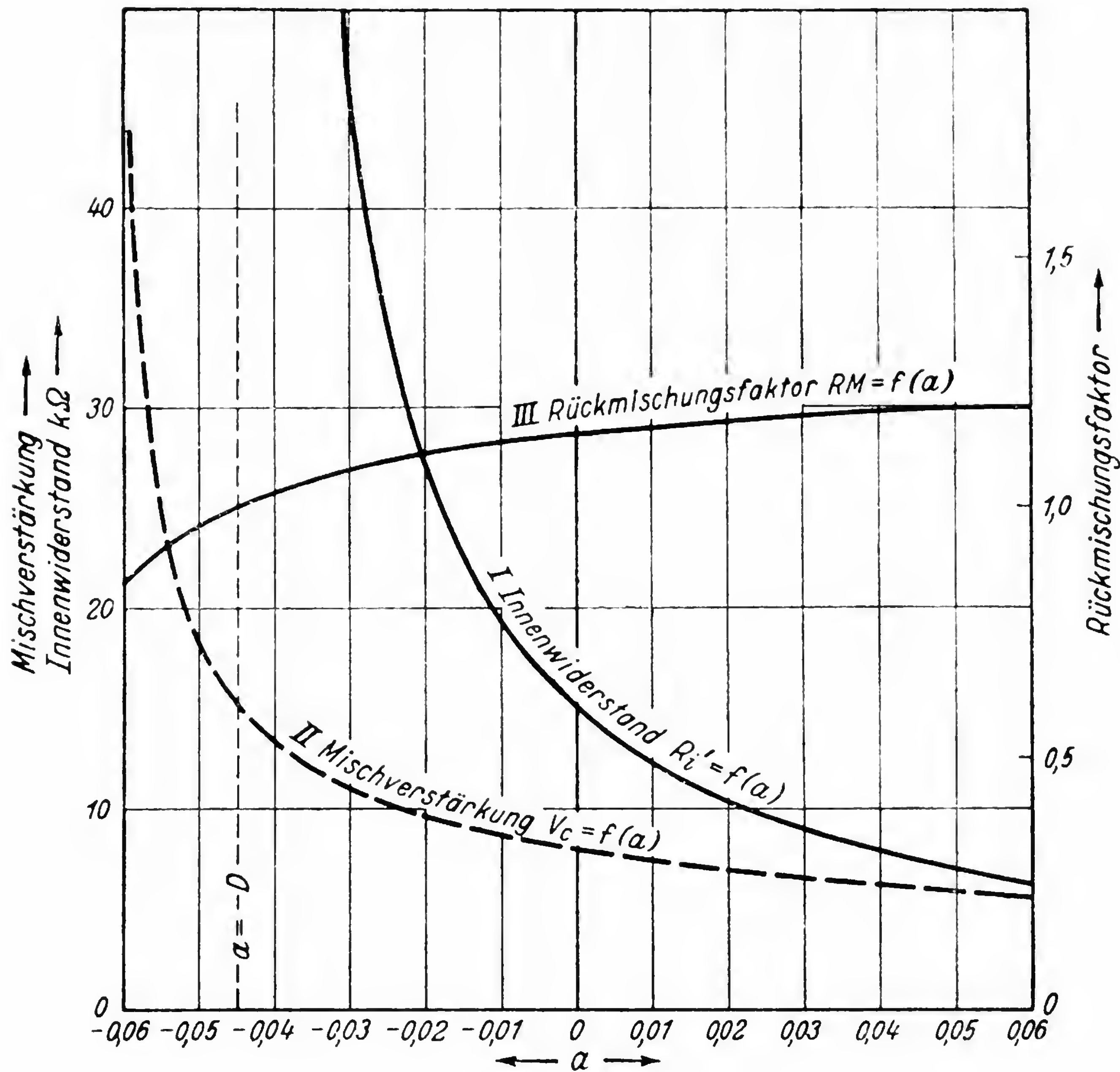


Bild 12. Die Abhängigkeit von scheinbarem Innenwiderstand, Mischverstärkung und Größe der Rückmischung von der Aufteilung α der Zf-Anodenspannung zum Gitter. Die Angaben gelten für das Triodensystem einer ECH 81 mit einer Mischsteilheit von $0,9 \text{ mA/V}$ in Verbindung mit einem optimal gekoppelten Zf-Bandfilter, dessen Abstimmkreise Resonanzwiderstände von je $40 \text{ k}\Omega$ besitzen. Die Eingangsämpfung der ersten Zf-Röhre wurde mit $100 \text{ k}\Omega$ angenommen

zwischen Anode und Gitter über einen gemeinsamen UKW-Widerstand besteht. In einer solchen Schaltung sinkt der Eingangswiderstand R_e der Mischröhre verhältnismäßig stark ab, da für die Empfangsspannung Anode und Gitter direkt miteinander verbunden sind. Es wurde deshalb ein Wert von $R_e = 440$ bzw. 780 Ohm angenommen.

Die Größe der UKW-Rückmischung wurde in den Bildern 11 und 12 durch einen „Rückmischungs faktor“ $RM = f(\alpha)$ dargestellt. Dieser Rückmischungs faktor ist identisch mit dem rechten Bruch in (19). Nimmt also RM z. B. den Wert 1,1 an, so bedeutet das, daß die UKW-Gitterspannung um 10% größer ist, als es der Empfangs-EMK allein ent-

sprechen würde. Es besteht dann eine positive Rückwirkung. Für $RM = 1$ ist die Mischstufe für die Empfangsfrequenz neutralisiert und für $RM = 0,5$ besteht eine UKW-Gegenkopplung von 1 : 2.

Den Bildern 11 und 12 kann man folgendes entnehmen: Je größer man a in positiver Richtung macht, desto kleiner wird der wirksame Innenwiderstand der Röhre. Der Rückmischungsfaktor sollte in diesem Gebiet mit größer werdendem a deutlich ansteigen. Der Einfluß des sich gleichzeitig ändernden Innenwiderstandes wirkt diesem Ansteigen jedoch so stark entgegen, daß RM in weiten Grenzen ungefähr konstant einen Wert von etwa 1,2 bis 1,3 behält. Man kann in einer Schaltung nach Bild 1 durch den Rückmischungseffekt also höchstens eine UKW-Entdämpfung von etwa 20—30% erzeugen¹⁾.

Bei $a = -D$ wird $R'_i = \infty$, die Mischröhre dämpft dann das angeschlossene Bandfilter überhaupt nicht mehr. Rückmischung tritt in diesem Zustand nicht auf, RM wird gleich 1.

Wird $(D - a) < 0$, so wird R'_i negativ, die Mischröhre entdämpft also das erste Zf-Bandfilter. Der UKW-Eingangskreis wird jetzt jedoch gedämpft, da $RM < 1$ wird.

Aus diesen Tatsachen kann man ohne weiteres den Bereich bestimmen, in welchem a normalerweise liegen sollte.

Für $a > 0$ wird der wirksame Innenwiderstand der Mischröhre kleiner als der an sich schon verhältnismäßig kleine natürliche Wert. Die Mischverstärkung und die Selektion des ersten Bandfilters werden dadurch besonders ungünstig beeinflusst. Irgendein merklicher Gewinn auf der UKW-Seite tritt nur in bestimmten Schaltungsarten auf, überdies dürfte ein solcher Gewinn niemals so groß sein, daß dadurch ein merkliches Abfallen der Mischverstärkung ausgeglichen werden kann.

Bei $D = -a$ ist die Mischstufe bereits stark entdämpft, es empfiehlt sich also aus Stabilitätsgründen, den Wert von a nicht noch weiter ins negative Gebiet zu verschieben. Eine solche Verschiebung würde überdies u. U. eine UKW-Gegenkopplung und somit einen Verstärkungsverlust im Gitterkreis zur Folge haben.

a sollte deshalb stets so gewählt werden, daß es zwischen $-D$ und 0 liegt. In diesem Gebiet arbeitet man prinzipiell mit einer Zf-Rückkopplung und es taucht sofort die Frage auf, ob eine solche Dimensionierung nicht ein Selbstschwingen des Empfängers zur Folge haben kann. Die Antwort auf diese Frage gibt zunächst (5). Selbstschwingen kann nur dann auftreten, wenn R'_i negativ und gleichzeitig kleiner als der Eingangs-

1) Gilt nur für optimale Kopplung des ersten Bandfilters. Wird dieses Bandfilter unteroptimal gekoppelt, so steigt der Primärwiderstand an, die UKW-Entdämpfung vergrößert sich dann entsprechend. Ebenso hat eine überoptimale Kopplung eine Verkleinerung des Rückmischungseffektes gegen die hier angegebenen Werte zur Folge.

widerstand des Bandfilters wird. Nimmt man einen extrem ungünstigen Betriebsfall an, bei welchem die beiden Einzelkreise dieses Bandfilters miteinander sehr lose gekoppelt werden, so ist der Eingangswiderstand des Bandfilters praktisch gleich dem Resonanzwiderstand des Primärkreises. Wählt man diesen Resonanzwiderstand wieder mit $40\text{ k}\Omega$, so wird Selbstschwingen der Mischstufe nur dann eintreten können, wenn R_i negativ und in seinem Wert kleiner als $40\text{ k}\Omega$ wird.

Es wäre also zu überlegen, ob sich z. B. durch ein Ansteigen der Betriebsspannungen oder durch Röhrenwechsel die Rückkopplungsbedingungen so stark ändern können, daß der scheinbare Innenwiderstand der Röhre unter $-40\text{ k}\Omega$ absinkt.

Dazu wollen wir zunächst die Gleichung (5) so umformen, daß R_i durch S und D ausgedrückt wird. Sie nimmt dann folgende Form an:

$$R'_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{D + a} \quad (20)$$

Man sieht hier sofort, daß sich der scheinbare Innenwiderstand (bei konstantem Durchgriff) umgekehrt proportional mit der Steilheit ändert. Solange $D + a > 0$ ist, wird ein Ansteigen der Steilheit R'_i verkleinern und somit eine Art Gegenkopplung ergeben, die wieder einer Selbsterregung entgegenwirkt. Umgekehrt wirkt sich dagegen eine Steilheitserhöhung in jenem Gebiet aus, wo $D + a < 0$ wird. Hier unterstützt sie die Schwingneigung. Diese Tatsache ist ein Grund mehr dafür, a nicht zu stark negativ zu machen.

Im übrigen sind Schwankungen der mittleren Steilheit bei einer selbstschwingenden Mischstufe nur in geringem Umfang zu erwarten. Eine solche Stufe hat die Eigenschaft, ihre Steilheit auch bei starken Schwankungen der Betriebsspannungen weitgehend konstant zu halten. Diese Tatsache ist leicht zu verstehen, wenn man bedenkt, daß z. B. eine Erhöhung der Anodenspannung selbstverständlich auch ein kräftigeres Schwingen auf der Oszillatorfrequenz zur Folge hat. Dadurch verlagert sich die Gleichspannung am Gitter nach größeren negativen Werten. Größere negative Vorspannung bedeutet jedoch wieder ein Absinken der mittleren Steilheit. Es tritt in einer solchen Mischstufe also eine Art Gegenkopplung ein, welche die Steilheit der schwingenden Röhre konstant zu halten sucht, auch wenn sich die Anodenspannung in weiten Grenzen ändert. Etwas Ähnliches gilt für Schwankungen der Heizspannung.

Diesen Effekt kann man z. B. dadurch verfolgen, daß man den Resonanzwiderstand des ersten Zf-Kreises bei verschiedenen großen Anodenspannungen mißt. Das Ergebnis einer solchen Messung zeigt **Bild 13**. Es wurde dort eine EC 92 in der gleichen Schaltung einmal ohne (untere Kurve) und einmal mit Zf-Brücke (obere Kurve) betrieben. Die Zf-Brücke war dabei so

abgeglichen, daß der scheinbare Innenwiderstand der Röhre ungefähr gleich ∞ wurde.

Bis zu Anodenspannungen von etwa 80 Volt war die Schwingspannung relativ klein, so daß sie der Veränderung des Innenwiderstandes nicht ge-

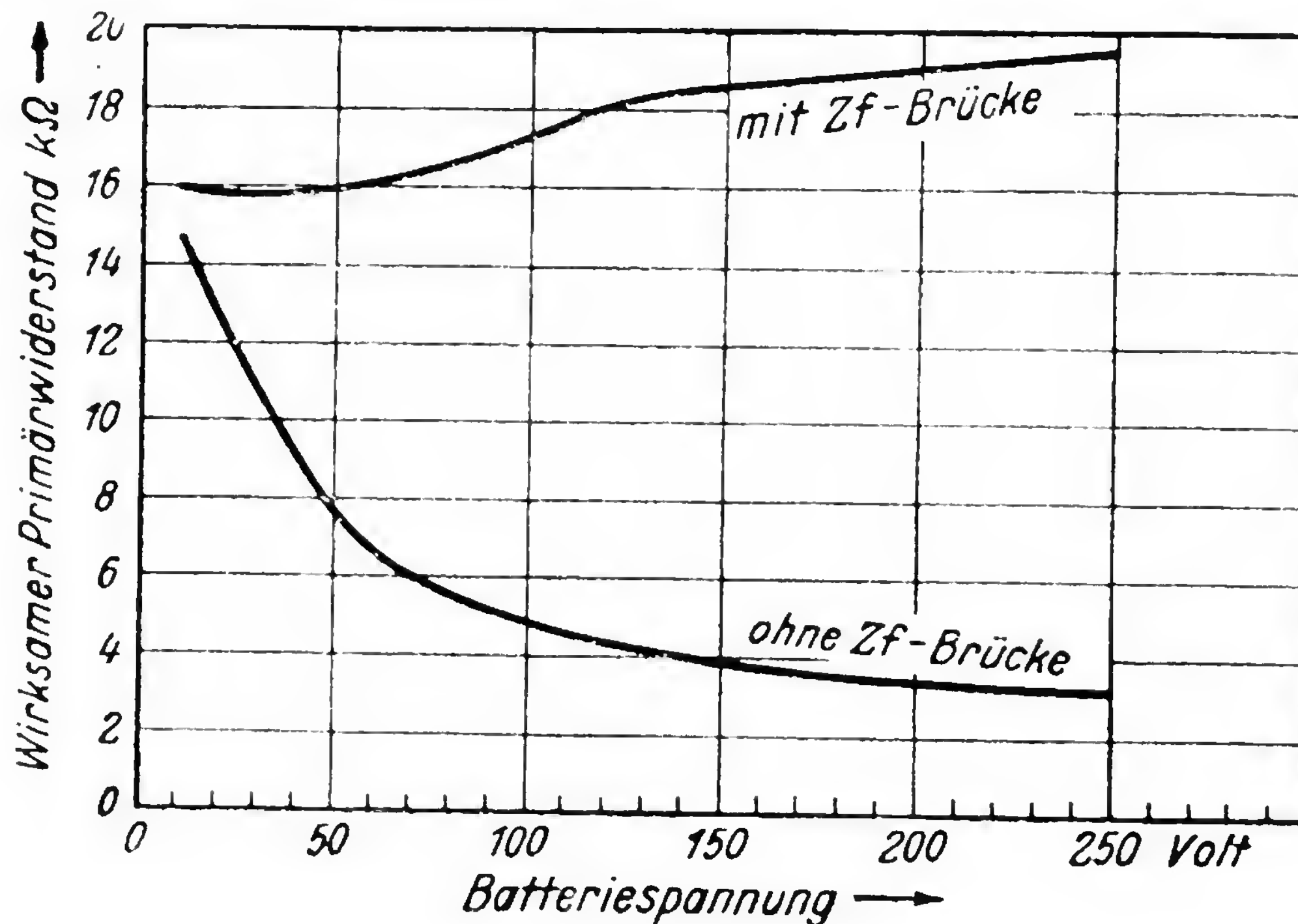


Bild 13. Widerstand der Parallelschaltung einer Mischröhre EC 92 mit dem Primärkreis eines Zf-Bandfilters in Abhängigkeit von der zugeführten Anodenspannung

nügend kräftig entgegenwirken konnte. Dagegen zeigen beide Kurven zwischen etwa 80 und 240 Volt Anodenspannung einen ausgesprochen flachen Verlauf. Es besteht demnach eine große Sicherheit gegen unerwünschte Selbsterregung.

Neben einer Steilheitsänderung könnten natürlich auch Streuungen des Durchgriffs der Mischröhre (beim Röhrenwechsel) zum Schwingen auf der Zf führen. Wie stark sich solche Streuungen auswirken können, hängt in erster Linie davon ab, wie stark man die Zf durch eine entsprechende Dimensionierung der Zf-Brücke entdämpft.

Wir wollen annehmen, daß diese Entdämpfung so groß sein soll, daß der scheinbare Innenwiderstand der Röhre n -mal größer ist, als ihr natürlicher Innenwiderstand. Es muß dann gelten:

$$R'_i = \frac{n}{SD} \quad (21)$$

Durch Gleichsetzen dieses Wertes mit R'_i aus Gleichung (20) erhält man die zugehörige Größe von a mit:

$$a = D \left(\frac{1}{n} - 1 \right) \quad (22)$$

Wir wollen nun annehmen, daß sich — bei sonst gleichbleibenden Verhältnissen — die Größe von D um den Betrag ΔD ändern soll. Der wirk-

same Innenwiderstand soll dann den Wert R''_i annehmen. Aus (20) und (21) können wir dann folgenden Ausdruck bilden:

$$R''_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{D + \Delta D + D \left(\frac{1}{n} - 1 \right)} = \frac{1}{S} \cdot \frac{n}{D + n\Delta D} \quad (23)$$

Wenn wir feststellen wollen, wie sich der scheinbare Innenwiderstand unter dem Einfluß, der Durchgriffsstreuung ΔD gegenüber dem ursprünglichen Wert R'_i geändert hat, so können wir einfach durch (21) dividieren. Wir erhalten dann:

$$\frac{R''_i}{R'_i} = \frac{1}{S} \cdot \frac{n}{D + n\Delta D} \cdot \frac{S \cdot D}{n} = \frac{1}{1 + n \frac{\Delta D}{D}} \quad (24)$$

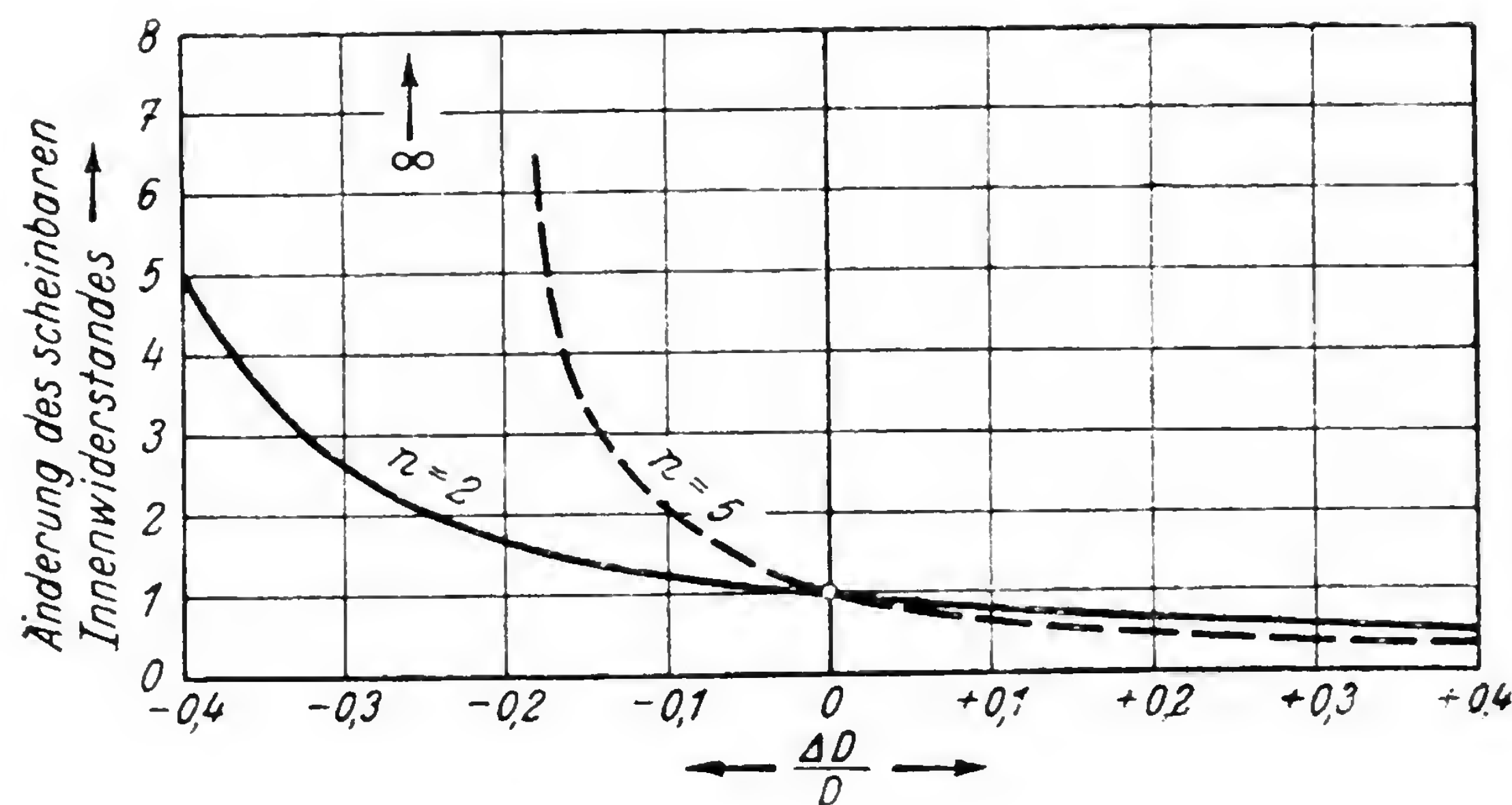


Bild 14. Einfluß der Durchgriffs-Streuung auf die relative Größe des scheinbaren Innenwiderstandes

Die Auswertung dieser Gleichung zeigt **Bild 14**. Es ist dort die relative Änderung des scheinbaren Innenwiderstandes in Abhängigkeit von $\Delta D : D$ dargestellt. Beträgt die Durchgriffsänderung $\pm 20\%$ (entsprechend $\Delta D : D = \pm 0,2$), und hatte man R'_i ursprünglich mit $2 R_i$ gewählt (entsprechend $n = 2$), so ändert sich der zu erwartende scheinbare Innenwiderstand innerhalb der Grenzen von $1,66 R'_i$ und $0,71 R'_i$. Beträgt also der natürliche Innenwiderstand der verwendeten Röhre $28 \text{ k}\Omega$, so kann man im Betrieb mit Widerständen zwischen etwa 95 und $40 \text{ k}\Omega$ rechnen. Legt man hinter die Mischstufe ein Zf-Bandfilter mit Kreisen von je $40 \text{ k}\Omega$ Resonanzwiderstand und nimmt man die Eingangsdämpfung der ersten Zf-Röhre mit $100 \text{ k}\Omega$ an, so wird der Übertragungswiderstand dieses Bandfilters infolge der Durchgriffs-Streuung der Mischröhre zwischen etwa 14 und $11,8 \text{ k}\Omega$ schwanken.

Die Mischverstärkung ändert sich demnach um etwa $\pm 10\%$ gegen einen Mittelwert. Eine solche Streuung ist zu vernachlässigen.

Anders werden die Verhältnisse dagegen, wenn man die Zf-Brücke von vornherein so ausgelegt hat, daß der scheinbare Innenwiderstand einer Röhre mit mittlerem Durchgriff wesentlich größer wurde, als der natürliche Wert. Hat man z. B. das Fünffache dieses Wertes eingestellt, so gilt die Kurve $n = 5$ in Bild 14. Bei $\pm 20\%$ Durchgriffs-Streuung liegen dann die Extremwerte von R''_i zwischen ∞ und $0,5 R'_i$. Wir müssen bei der oben erwähnten Röhre also mit scheinbaren Innenwiderständen zwischen ∞ und $70 \text{ k}\Omega$ rechnen. Der Übertragungswiderstand liegt dann zwischen etwa 17 und $13 \text{ k}\Omega$. Auch dieser Streubereich ist zwar noch nicht groß. man nähert sich aber bedenklich der Stelle, wo die Röhre das Zf-Bandfilter zu entdämpfen beginnt.

Außer der Steilheit und dem Durchgriff der Röhre kann auch noch ihre Gitter-Anodenkapazität streuen. Dadurch ändert sich die Aufteilung a der Anodenspannung. Will man diesen Einfluß verfolgen, so muß man (20) und (21) gleichsetzen und auf diese Weise ermitteln, welcher Wert von D bei gegebenem a notwendig ist, um einem gewünschten scheinbaren Innenwiderstand R'_i zu erhalten. Es ergibt sich dann:

$$D = a \cdot \frac{n}{1-n}$$

$$R'_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{a \cdot \frac{n}{1-n} + a} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1-n}{a} \quad (25)$$

Ändert sich jetzt die Aufteilung a um den Betrag Δa , so erhalten wir wieder einen neuen scheinbaren Innenwiderstand R''_i :

$$R''_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{a \cdot \frac{n}{1-n} + a + \Delta a} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1-n}{a + (1-n) \Delta a}$$

Die relative Widerstandsänderung erhalten wir wieder, wenn wir (26) durch (25) dividieren:

$$\frac{R''_i}{R'_i} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1-n}{a + (1-n) \Delta a} \cdot \frac{S \cdot a}{1-n} = \frac{1}{1 + (1-n) \frac{\Delta a}{a}} \quad (27)$$

Bild 15 zeigt die Auswertung dieser Gleichung. Auch hier sieht man, daß die Aufteilung a in ziemlich weiten Grenzen schwanken darf, wenn man n nicht zu groß macht. Bei $n = 2$ (also: scheinbarer Innenwiderstand gleich dem doppelten natürlichen Wert) ergeben Streuungen von a um

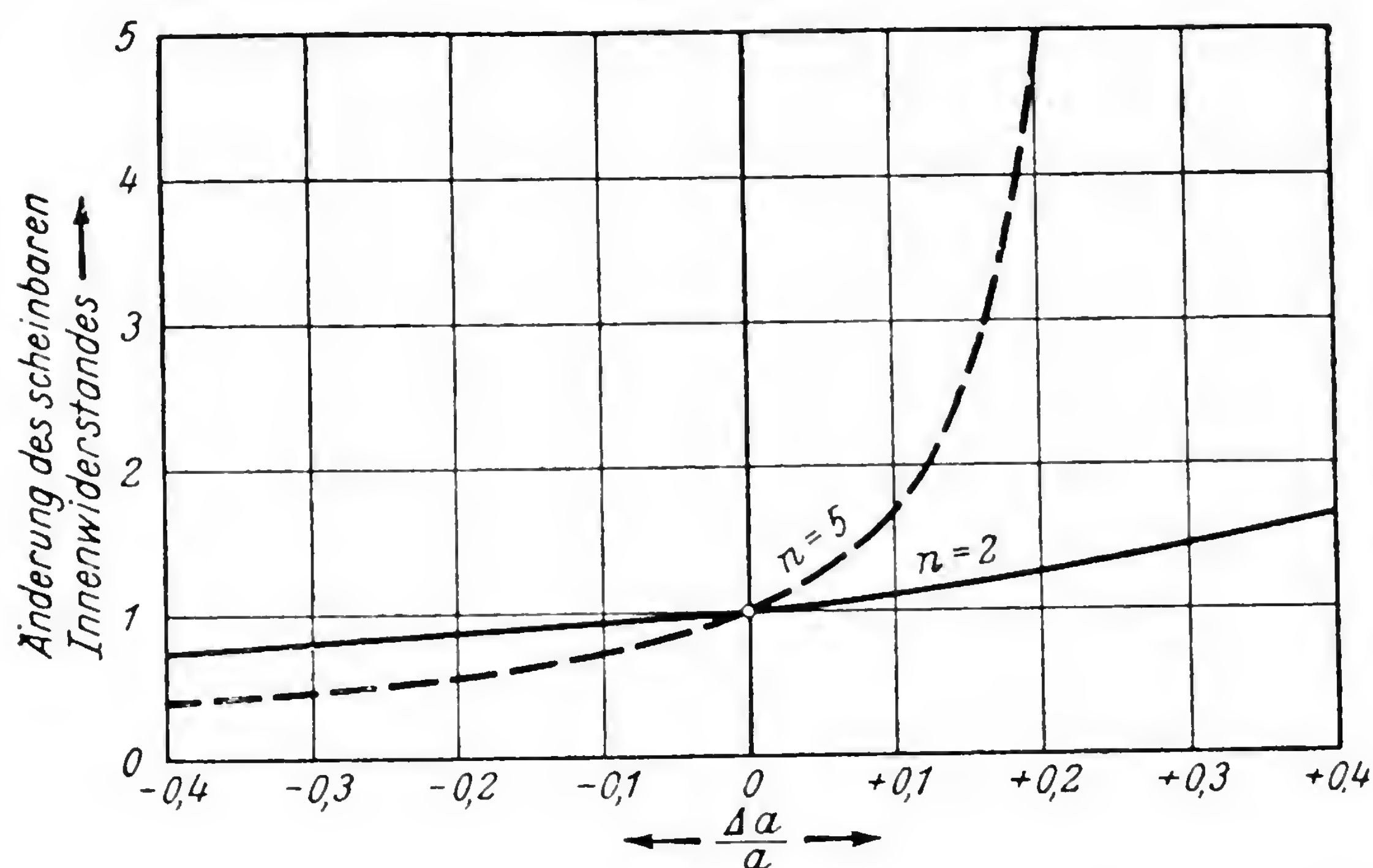


Bild 15. Einfluß der Streuung der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung auf die relative Größe des scheinbaren Innenwiderstandes

$\pm 20\%$ Widerstandsänderungen im Verhältnis $1,25 : 0,83$. Bei $n = 5$ steigt dieses Verhältnis aber bereits auf $5 : 0,55$ an.

Falls man eine Triodenmischstufe ohne Verwendung einer Zf-Brücke aufbaut, so ergibt sich a einfach als das Verhältnis der Gitter-Anodenkapazität zum Gitterkondensator. Streut die Gitter-Anodenkapazität, so hat die Größe des Gitterkondensators keinen Einfluß auf das Verhältnis $\Delta a : a$ und somit nach (27) auch nicht auf die zu erwartende relative Änderung des scheinbaren Innenwiderstandes.

Verwendet man dagegen eine Zf-Brücke, so wird die Größe von a durch (13) bestimmt. Die Verhältnisse sind dann relativ kompliziert. Eine genaue Betrachtung zeigt, daß $\Delta a : a$ umso größer wird, je kleiner man den Gitterkondensator der Mischröhre wählt. Man sollte deshalb an dieser Stelle 40 bis 50 pF möglichst nicht unterschreiten.

Aus dem Vorgesagten geht klar hervor, daß man nur bei einer individuellen Einpegelung eines Empfängers $R'_i = \infty$ wählen darf, ohne daß im Betrieb Unstabilität bzw. Selbsterregung der Mischröhre auf der Zwischenfrequenz befürchtet werden müßte. In einer Serienfertigung ist jedoch ein solches individuelles Einpegeln eines jeden Empfängers meist nicht möglich, alle Toleranzen kommen also voll zur Geltung. Ebenso soll ein serienmäßig hergestellter Empfänger auch bei Röhrenwechsel stabil bleiben. Es empfiehlt sich hier deshalb, a so zu wählen, daß R'_i etwa gleich $2R_i$ wird, daß die Mischröhre also einen wirksamen Innenwiderstand annimmt, der etwa dem doppelten natürlichen Wert entspricht.

R'_i soll demnach betragen:

Für die Röhre EC 92 etwa 50 bis 60 k Ω ,
für die Triode der ECH 81 etwa 30 k Ω .

In den Bildern 11 und 12 zeigen die Kurven II, welche Mischverstärkung man erwarten kann, wenn das erste Zf-Bandfilter aus zwei jeweils optimal gekoppelten Abstimmkreisen mit einem Resonanzwiderstand von je $40\text{ k}\Omega$ besteht. Der Eingangswiderstand R_g der ersten Zf-Röhre wurde daher mit $100\text{ k}\Omega$ angenommen. Die dargestellten Kurven gelten für die maximal erzielbare Mischsteilheit. Die optimale Mischsteilheit der EC 92 liegt bei etwa $1,8\text{ mA/V}$, man kann mit ihr bei der oben empfohlenen Einpegelung mit $R'_i = 2R_i$ also eine rund 23fache Mischverstärkung erzielen. Dazu ist eine Aufteilung der Anoden-Wechselspannung von etwa $a = -0,007$ bis $-0,008$ notwendig.

Würde man diese Röhre dagegen so betreiben, daß ihr wirksamer Innenwiderstand $R'_i = \infty$ wird, so würde die Mischverstärkung dann rund 30 betragen. Bei etwa $a = -0,0275$ ist Selbstschwingen der Röhre zu erwarten.

Bild 11 zeigt ferner, daß R'_i und besonders die Mischverstärkung sich bei Innenwiderständen über etwa 50 bis $60\text{ k}\Omega$ stark zu ändern anfangen. Man wird also in diesem Gebiet bereits bei kleinen Änderungen von a mit stark veränderten Verhältnissen rechnen müssen.

Bei der Triode der ECH 81 betragen die zu erwartenden Mischverstärkungen:

Bei $a = 0,022$: $R'_i = 2R_i$, d. i. etwa $30\text{ k}\Omega$ Mischverstärkung: etwa 10.

bei $a = -0,045$: $R'_i = \infty$, Mischverstärkung: etwa 15.

Bei einer Aufteilung von ungefähr $a = -0,062$ ist hier Selbsterregung auf der Zf zu erwarten.

5. Das Einstellen der richtigen Arbeitsbedingungen

Die richtige Einstellung des Arbeitspunktes ist für ein gutes und verläßliches Funktionieren der Mischstufe außerordentlich wichtig.

Nach den oben abgeleiteten Formeln kann man die dazu notwendige Größe der einzelnen Kondensatoren zwar theoretisch ermitteln, im praktischen Betrieb werden jedoch stets gewisse Abweichungen von diesen errechneten Werten zu erwarten sein. Will man also gute Ergebnisse erhalten, so muß man einen einmal gewählten Aufbau meßtechnisch überprüfen und richtig einpegeln.

Es empfiehlt sich, bei der Einpegelung einer Schaltung nach Bild 6 folgendermaßen vorzugehen:

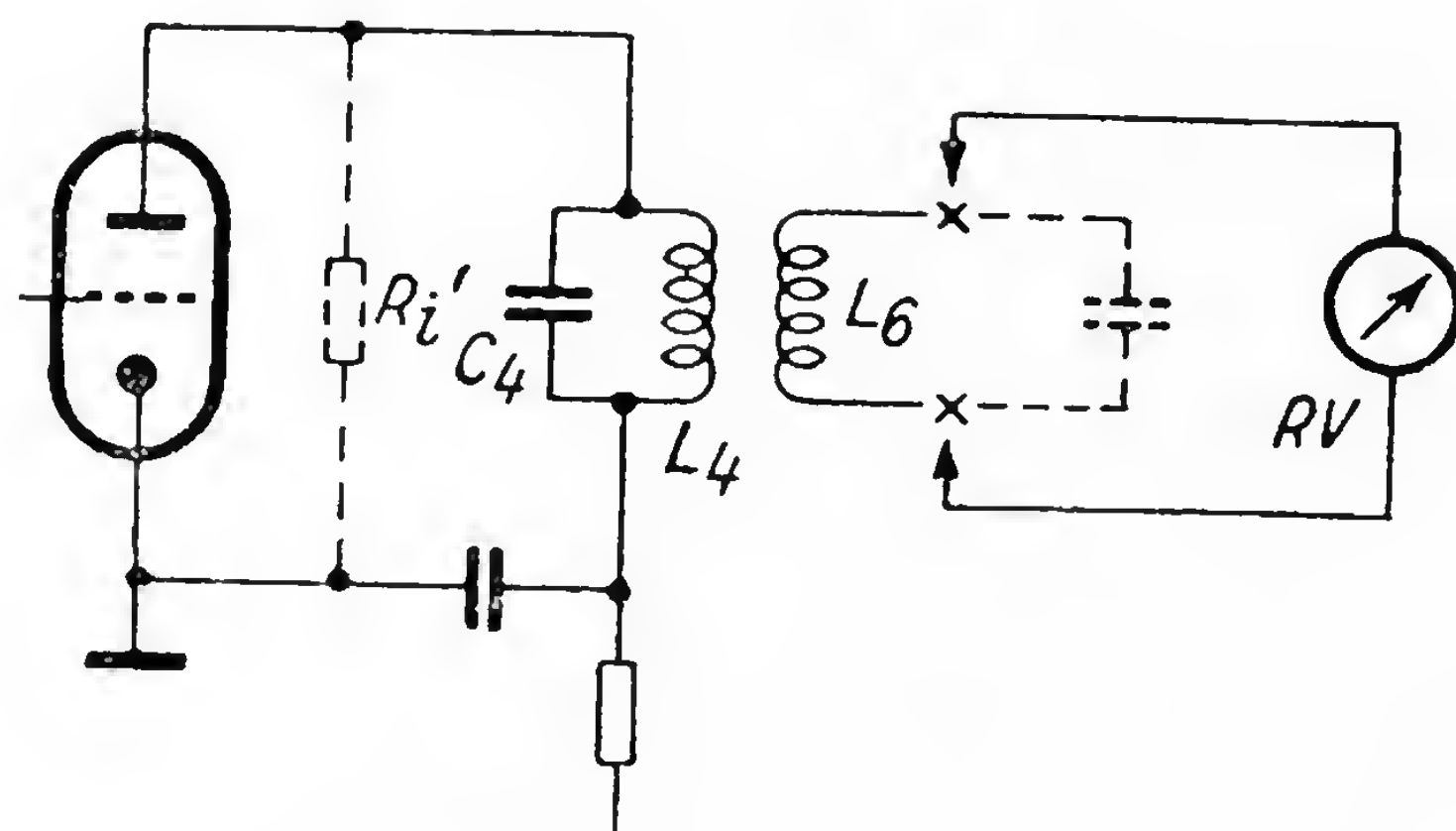
- a) Es wird zunächst grob kontrolliert, ob der Oszillator den gewünschten Frequenzbereich überdeckt.
- b) Die richtige Größe der Rückkoppelspule wird ermittelt. Zu diesem Zweck wird ein genügend empfindliches Gleichstrom-Instrument in Serie mit dem Gitter-Ableitwiderstand R gelegt.

Das Einstellen der richtigen Arbeitsbedingungen

Die auf diese Weise gemessene Schwingspannung soll betragen:

Bei der EC 92..... etwa 2,5 bis 3 Volt,
bei der Triode der ECH 81 etwa 5 bis 6 Volt.

- c) Ein Röhrenvoltmeter wird zwischen den Punkt I und das Chassis gelegt und durch Verstellen des Trimmers C_6 auf den kleinsten Ausschlag gebracht. Der Oszillator-Kreis wird dadurch verstimmt, ein Nachgleichen des Frequenzbereichs ist meist nötig.
- d) Der wirksame Innenwiderstand der Röhre in schwingendem Zustand wird auf den gewünschten Wert gebracht. Am einfachsten erfolgt das durch Messung der Dämpfung des ersten Zf-Kreises. Zu diesem Zweck wird nach **Bild 16** der Sekundärkreis des auf die Mischröhre folgenden



*Bild 16. Prinzipschaltbild für das Einpegeln des scheinbaren Innenwiderstandes.
Der Sekundärkreis des ersten Bandfilters wird aufgetrennt, an die Sekundärspule L_6 wird ein Röhren-Voltmeter RV gelegt*

Bandfilters aufgetrennt und an die dadurch freigewordene Spule L_6 ein Röhrenvoltmeter RV angeschlossen. Wenn die Eingangskapazität dieses Röhrenvoltmeters genügend klein ist, so ist dann die Sekundärseite des Bandfilters gegen seine Betriebsfrequenz so weit verstimmt, daß über L_6 eine praktisch aperiodische Ankopplung an den Primärkreis erfolgt. Die von RV angezeigte Hf-Spannung entspricht deshalb — bis auf einen Proportionalitätsfaktor — der Primärspannung. Man kann also durch Einspeisen einer Meßfrequenz in den Gitterkreis der Mischstufe die Resonanzkurve des Zf-Kreises aufnehmen.

Dabei geht man am besten so vor, daß man einen Meßsender an das Gitter der UKW-Vorstufe legt. Bei Geräten ohne UKW-Vorstufe wird der Meßsender an die Antennenklemmen angeschlossen. Evtl. vorhandene Zf-Sperrkreise sind kurzzuschließen.

Bei einer Meßfrequenz von etwa 10 MHz ist in einem solchen Aufbau die Energieübertragung meist so günstig, daß man — selbst dann, wenn die Heizung der Mischröhre abgeschaltet ist — mit Meßsender-spannungen von höchstens 50 mV an einem genügend empfindlichen Röhren-Voltmeter gut ablesbare Ausschläge erhält.

Das Einpegeln des Innenwiderstandes der Mischröhre erfolgt am besten durch einen Vergleich mit einem bekannten Widerstand. Ein Schichtwiderstand von der gewünschten Größe wird parallel zu L_4C_4 gelegt, und der Heizkreis der Mischröhre oder ihre Anodenspannung wird abgeklemmt.

Der Primärkreis L_4C_4 muß jetzt eine Dämpfung besitzen, wie sie später im Betriebsfall bestehen soll. Durch Verändern der Meßfrequenz in der Nähe von 10,7 MHz kann man die Resonanzkurve des so bedämpften Abstimmkreises ermitteln. Anschließend wird der Parallelwiderstand wieder abgeklemmt und die Mischröhre normal in Betrieb genommen. Da die Röhre die zugeführte Zf-Spannung jetzt verstärkt, muß man die Meßsenderspannung um einen entsprechenden Betrag herabsetzen, um am Röhren-Voltmeter die gleichen Spannungen zu erhalten wie bei der vorhergehenden Messung.

Durch Verändern des Kondensators C_F kann man jetzt den Innenwiderstand der Mischröhre auf den Wert des ursprünglich eingesetzten Schichtwiderstandes bringen. Die Dämpfung — und somit der Verlauf der Resonanzkurve — des Kreises L_4C_4 muß sich dann mit den in der ersten Messung ermittelten Ergebnissen decken.

Man kann mit dieser einfachen Methode den Innenwiderstand von schwingenden Mischröhren mit relativ großer Genauigkeit ermitteln. Eine Abwandlung des Verfahrens — etwa in der Weise, daß man das Röhren-Voltmeter parallel zu L_4C_4 legt — kann nicht empfohlen werden, weil dadurch die Zf-Brücke gegen den Betriebszustand verstimmt wird. Ebenso wäre es falsch, den Meßsender so anzuschalten, daß er die Zf-Widerstände im Gitterkreis merklich verändert. Legt man z. B. den Meßsender unmittelbar zwischen das Chassis und den Punkt I in Bild 6, so schließt man dadurch einen Teil der Zf-Brücke kurz und arbeitet dann unter vollkommen veränderten Bedingungen.

6. Betriebsdaten und Meßergebnisse

Für selbstschwingende UKW-Mischstufen eignen sich die EC 92 und die Triode der ECH 81 besonders gut.

Wichtig für die richtige Dimensionierung von UKW-Mischstufen sind dagegen vor allem: die Mischsteilheit S_c , der Eingangswiderstand R_e , der natürliche Innenwiderstand R_i und der äquivalente Rauschwiderstand $R_{\text{ä}}$. Alle diese Größen hängen zum Teil stark von der Schwingspannung und den übrigen Arbeitsbedingungen ab.

Die nachstehenden **Bilder 17 bis 27** zeigen den Einfluß der Schwingspannung und des Gitter-Ableitwiderstandes. Die entsprechenden Messungen wurden in einer Schaltung nach **Bild 28** durchgeführt. Als „Schwing-

Betriebsdaten und Meßergebnisse

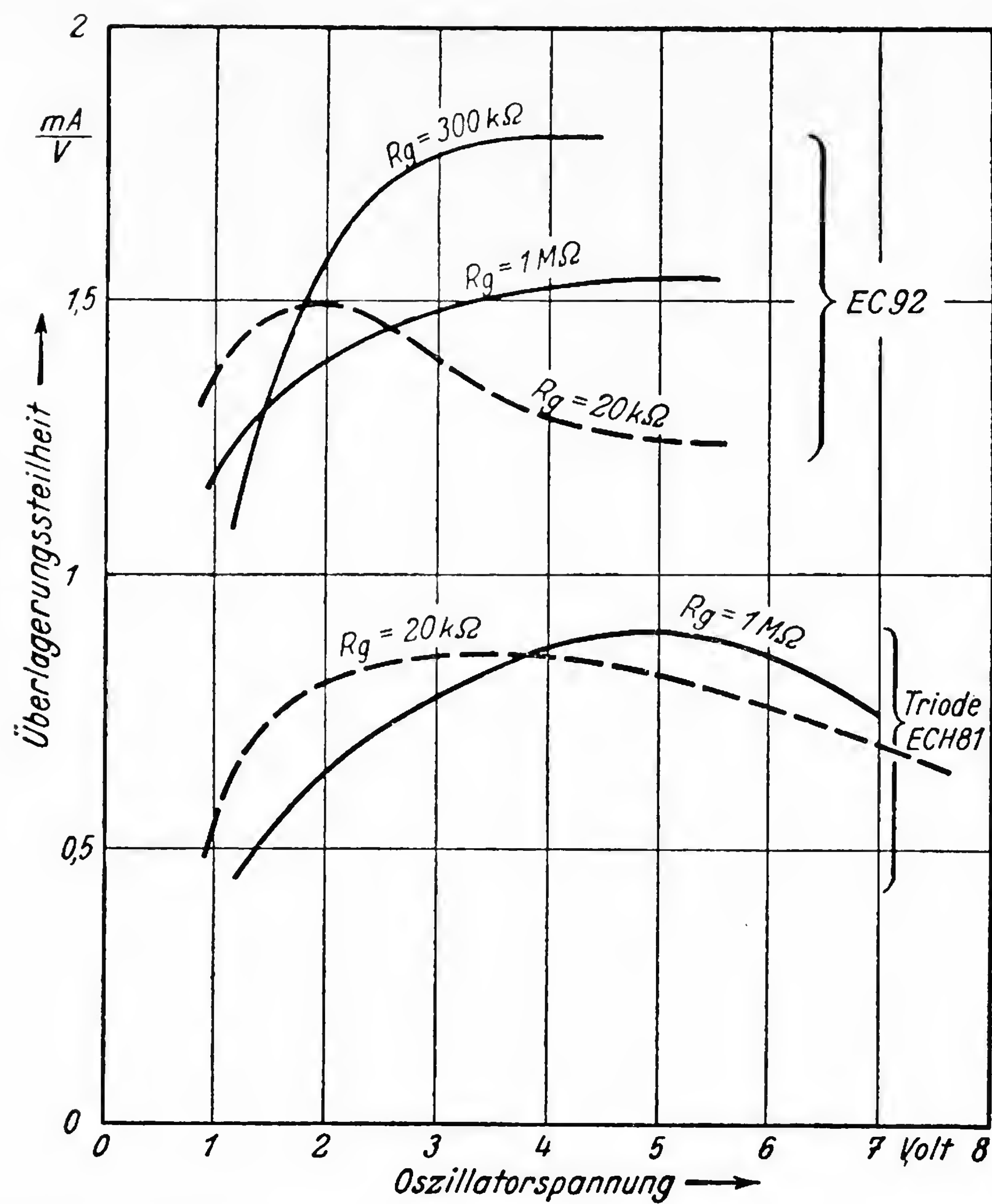


Bild 17. Mischsteilheit der EC 92 und der Triode der ECH 81, in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

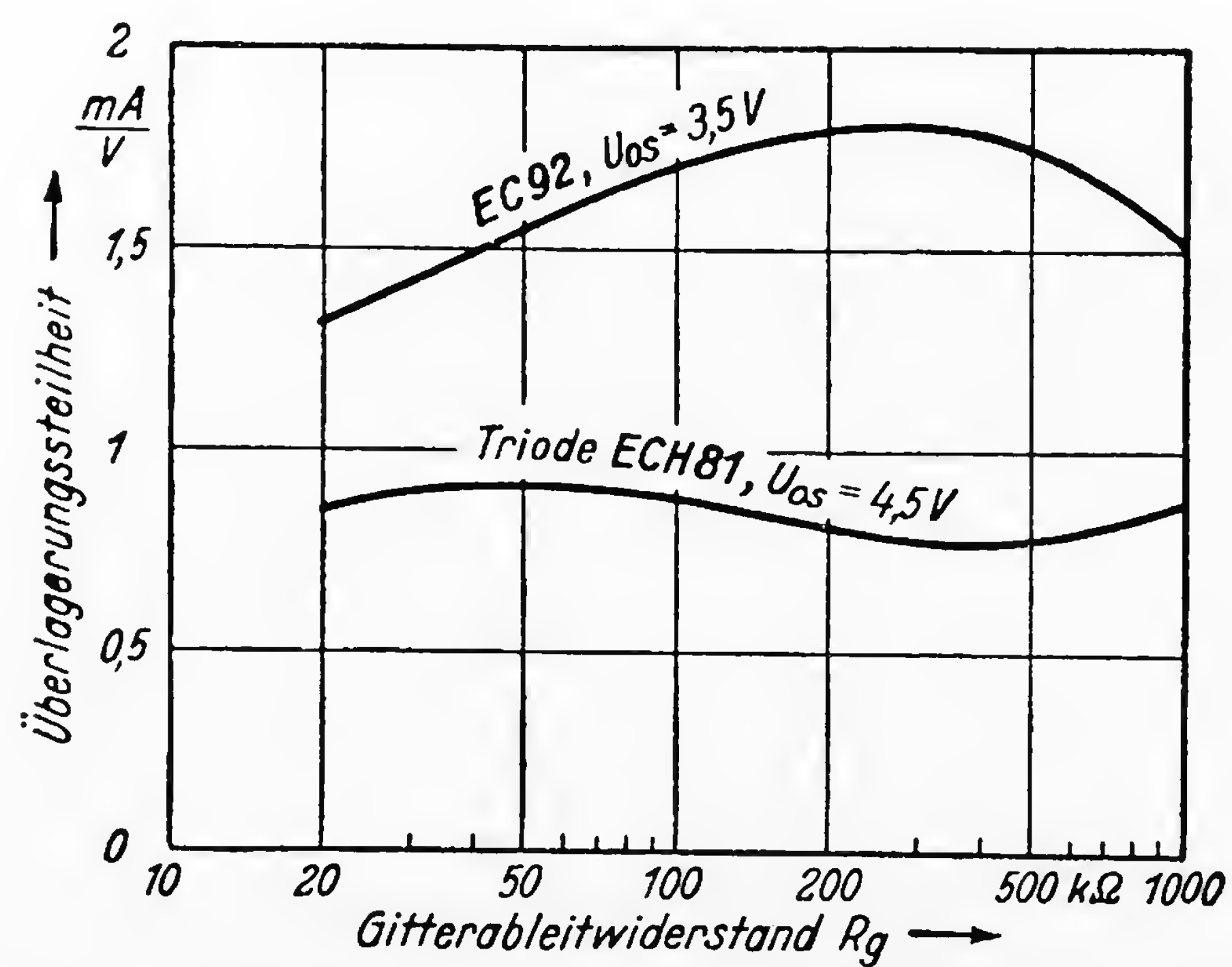


Bild 18. Mischsteilheit der EC 92 und der Triode der ECH 81, in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand

Additive Mischung in Trioden

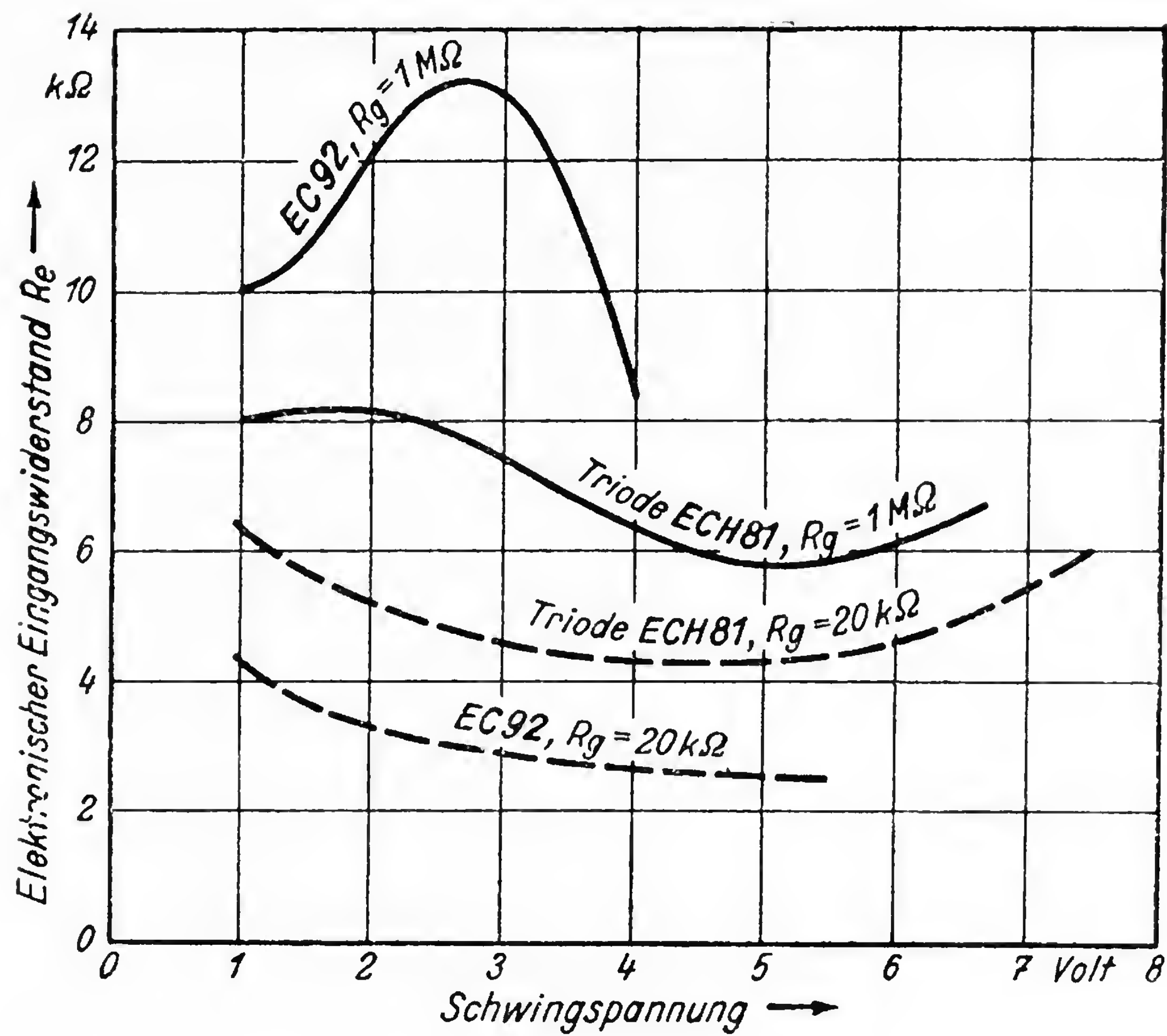


Bild 19. Elektronischer Eingangswiderstand in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

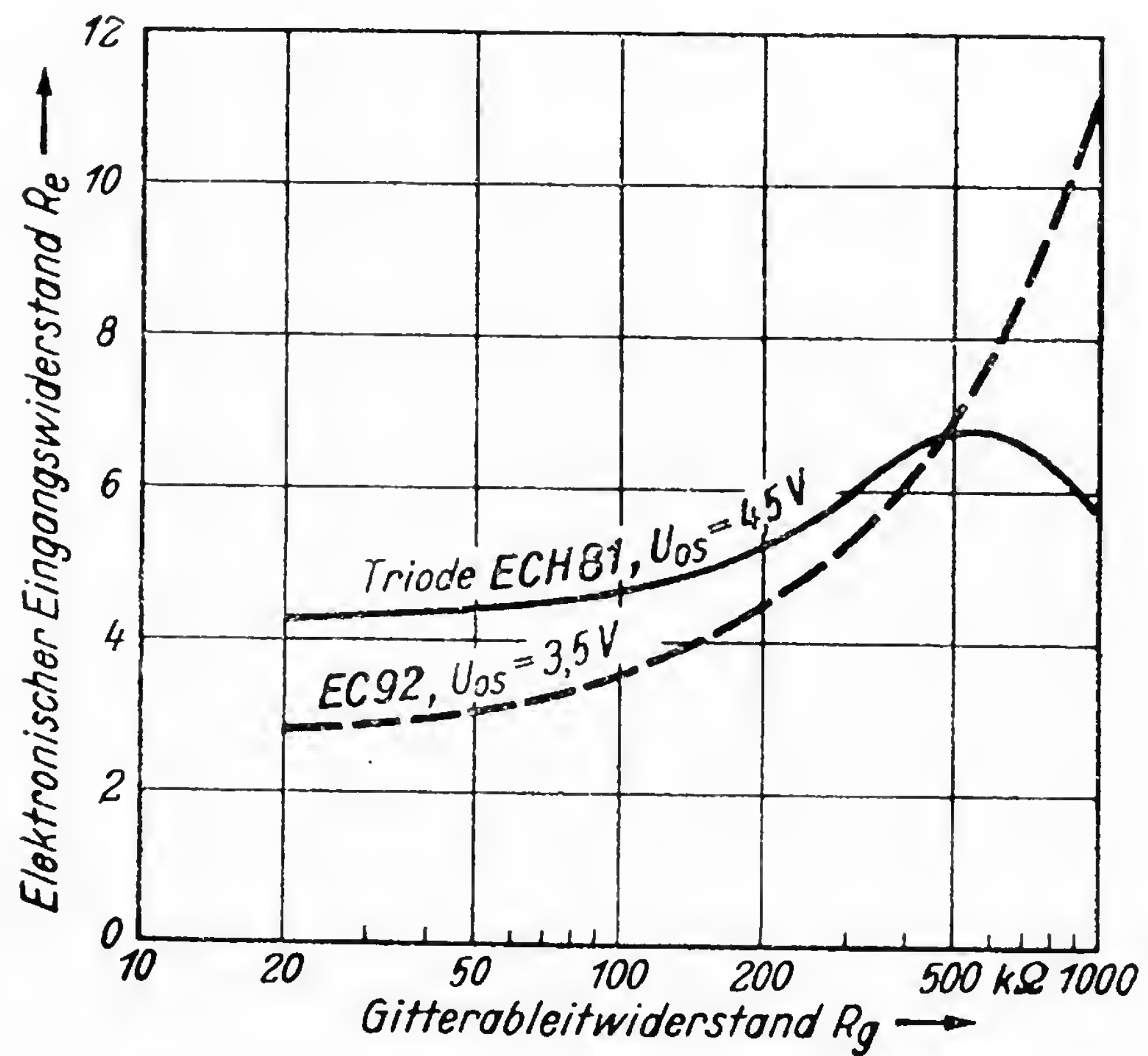


Bild 20. Elektronischer Eingangswiderstand in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand

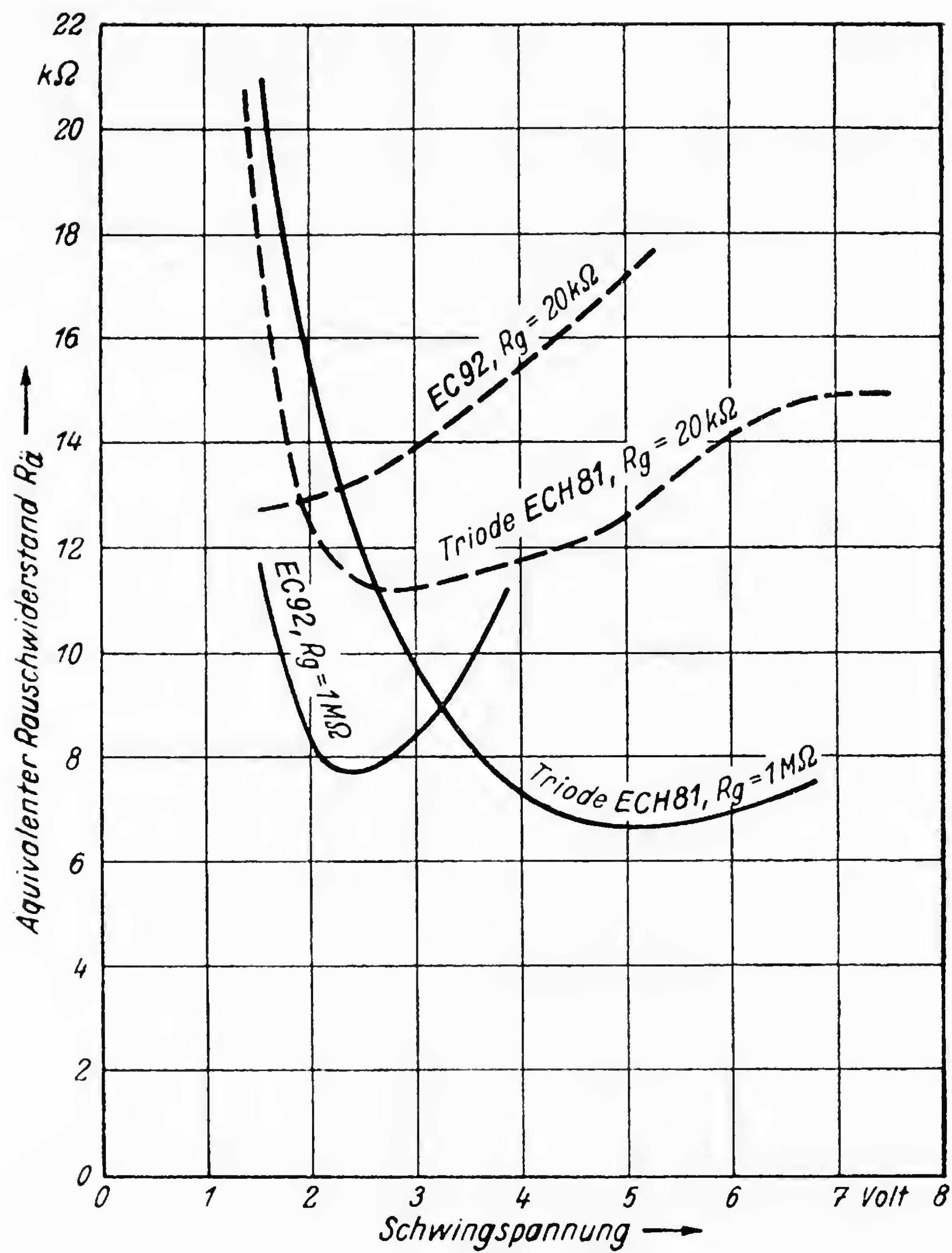


Bild 21. Äquivalenter Rauschwiderstand in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

Additive Mischung in Trioden

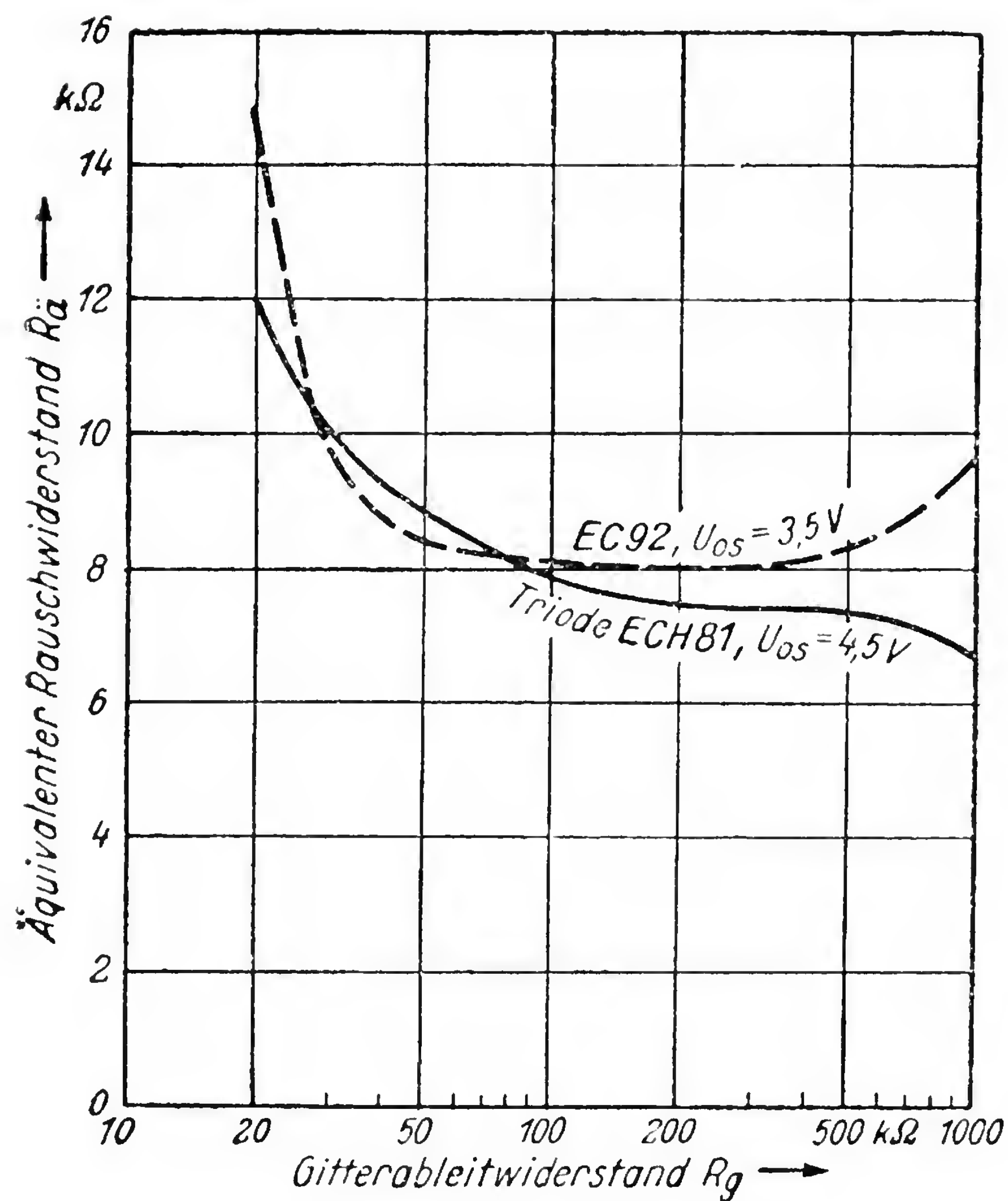


Bild 22. Äquivalenter Rausch-widerstand in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand

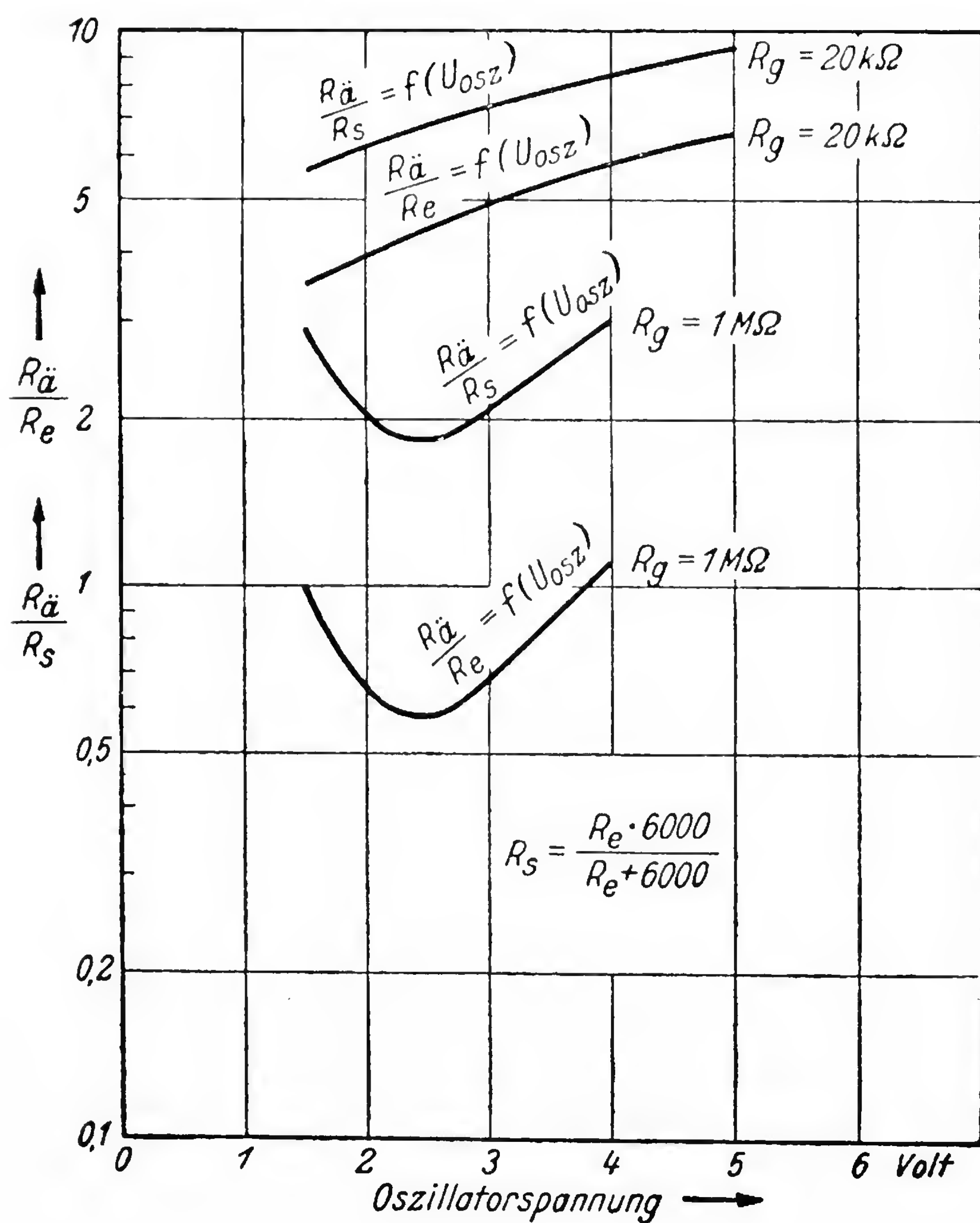


Bild 25.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung, gilt für die Röhre EC 92. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit $6 k\Omega$ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

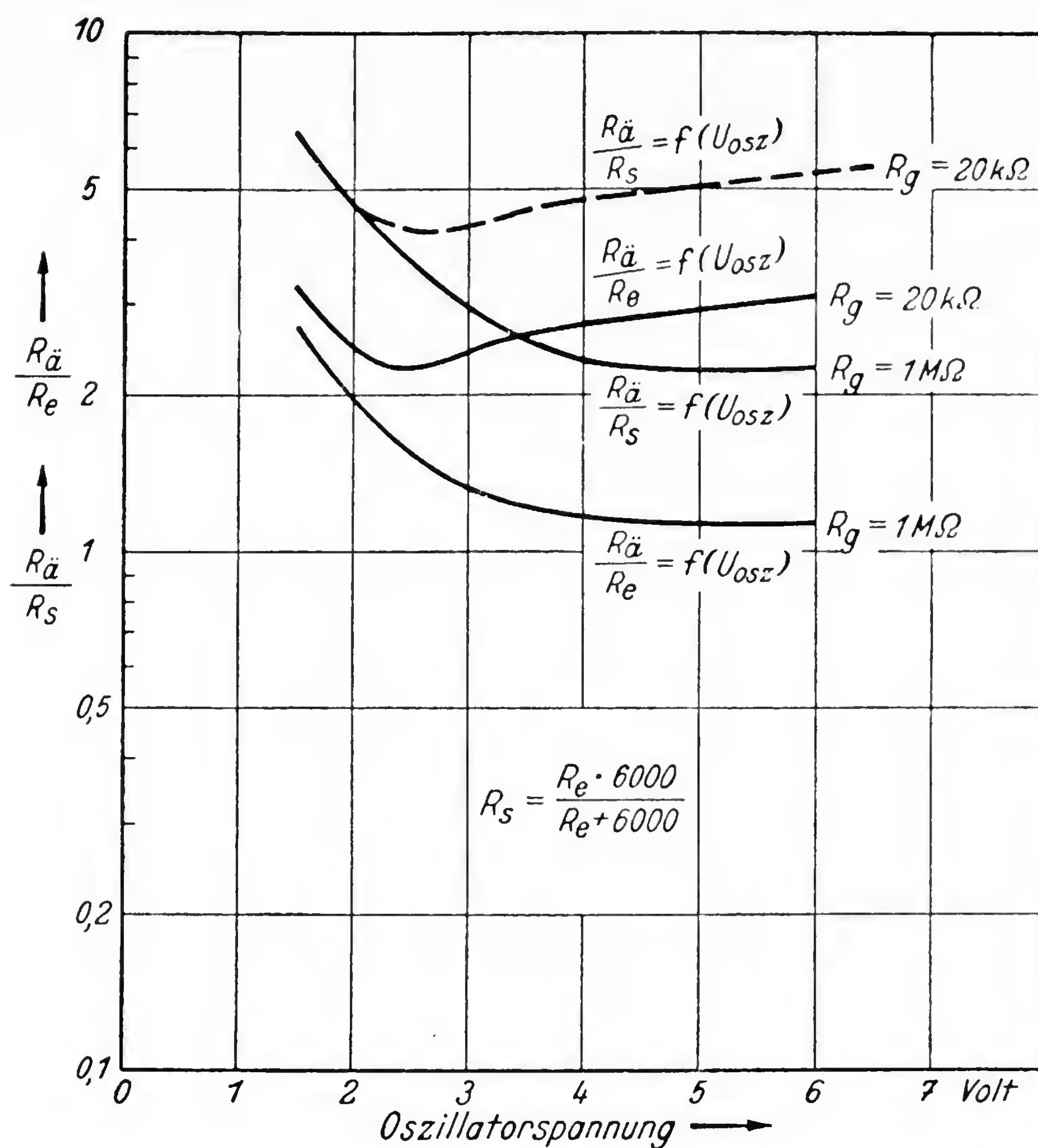


Bild 24.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung, gilt für die Triode der ECH 81. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit 6 kΩ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

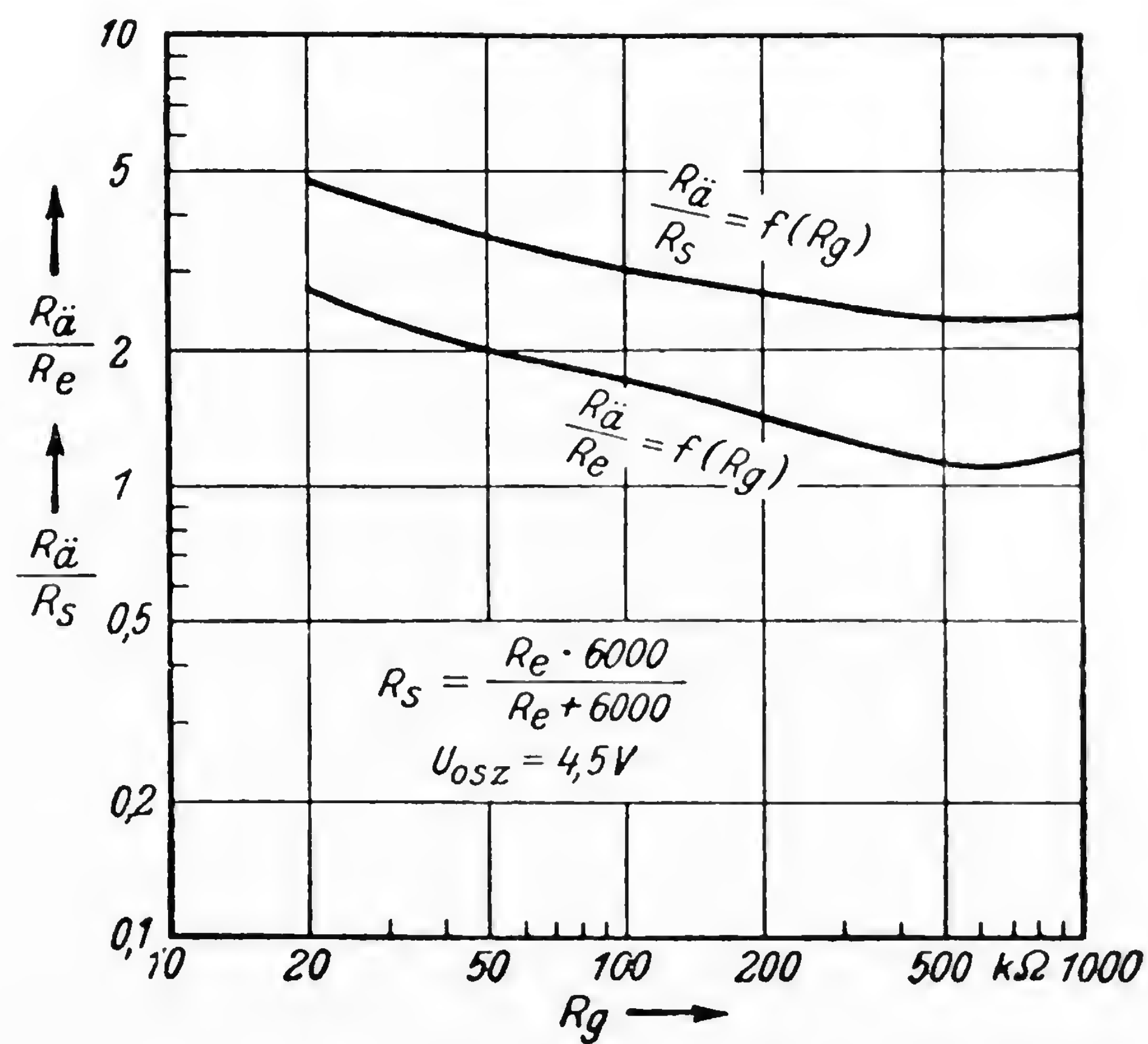


Bild 25.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand, gilt für die Röhre EC 92. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit 6 kΩ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

Additive Mischung in Trioden

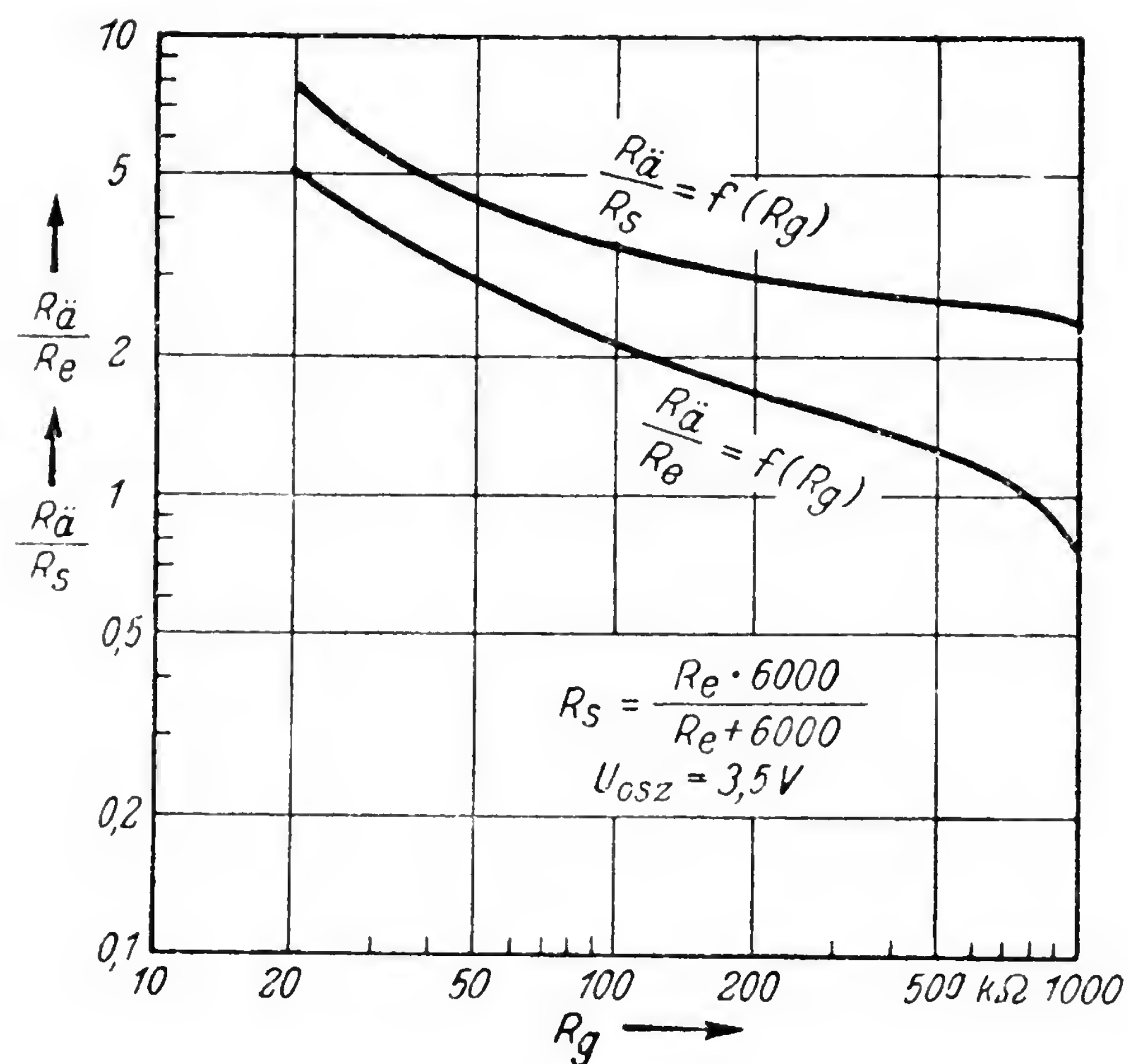


Bild 26.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand, gilt für die Triode der ECH 81. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit 6 kΩ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

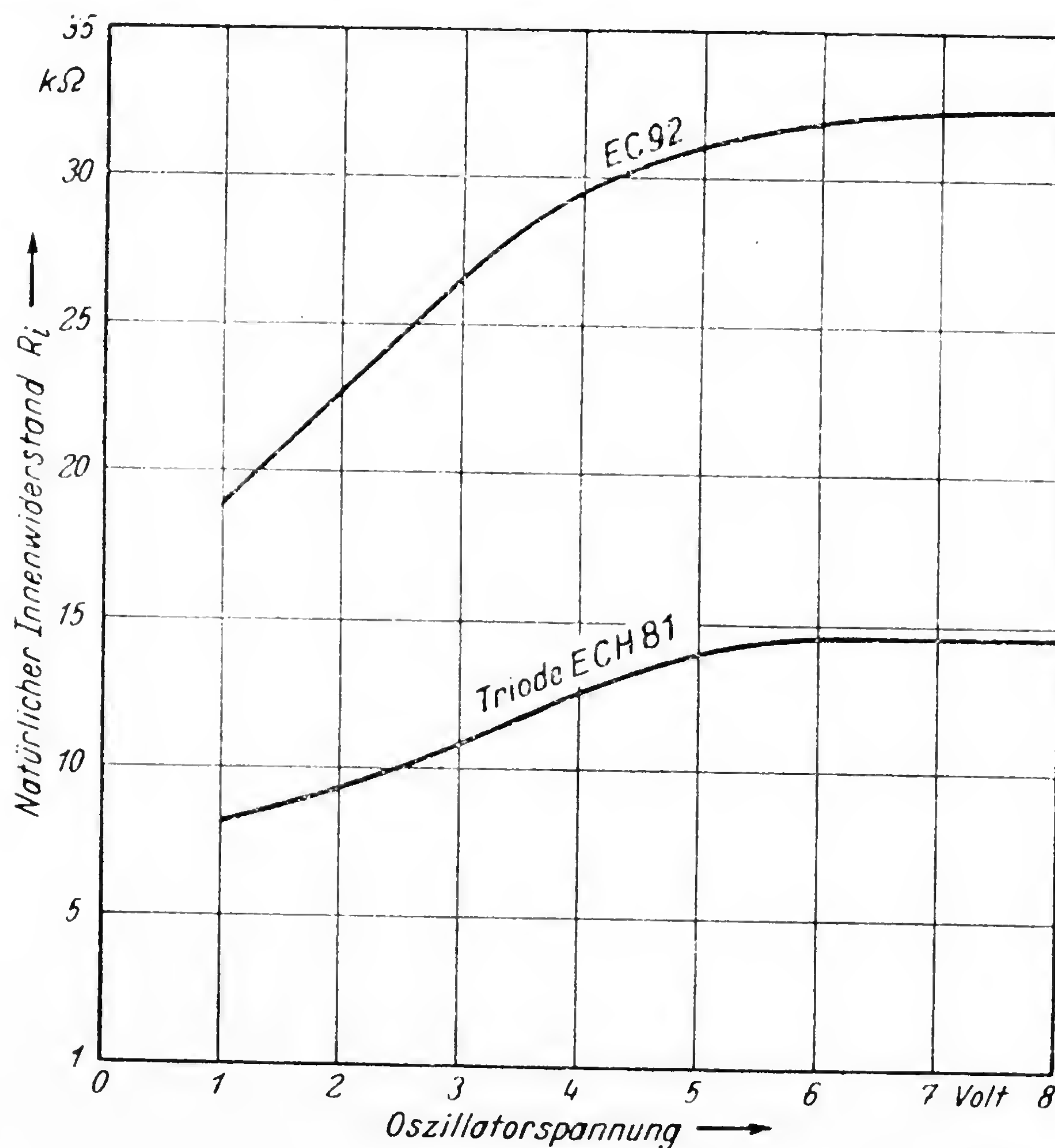


Bild 27. Natürlicher Innenwiderstand (d. i. Innenwiderstand ohne Vorhandensein einer Anodenrückwirkung) in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

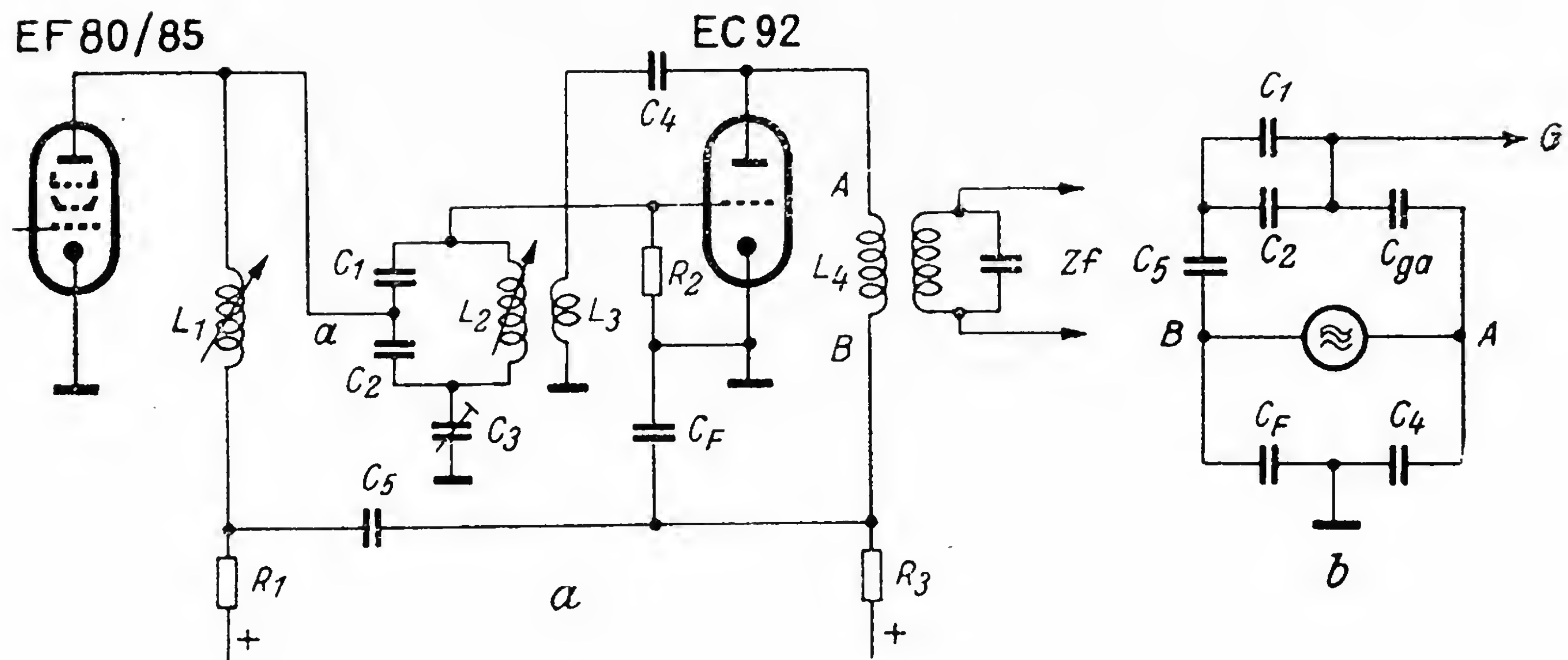


Bild 28. Schaltbeispiel für eine Trioden-Mischstufe mit UKW-Vorröhre
Die Abstimmung erfolgt mittels Variometer

spannung“ wurde dabei jeweils die am Gitter-Ableitwiderstand stehende Richtspannung bezeichnet (also das Produkt $R_g \cdot I_g$).

Bild 17 zeigt die Abhängigkeit der Mischsteilheit von der Oszillatorspannung. Wie man sieht, kann man große Mischsteilheiten schon bei verhältnismäßig kleinen Schwingspannungen erreichen. Die EC 92 besitzt eine maximale Mischsteilheit von etwa 1,8 mA/V bei einer Schwingspannung von 3,5 bis 4 V und bei einem Gitter-Ableitwiderstand von etwa 200 bis 300 k Ω . Die maximale Mischverstärkung liegt bei etwa 4 bis 4,5 V Schwingspannung, da der Innenwiderstand der Röhre mit Erhöhung der Oszillatorspannung in diesem Gebiet noch ansteigt (siehe Bild 27).

Die Triode der ECH 81 erreicht ihre günstigste Mischverstärkung bei einer Schwingspannung von etwa 5 V.

Bild 18 zeigt den Einfluß des Gitter-Ableitwiderstandes auf die Mischsteilheit. Bei der EC 92 ergibt sich ein deutliches Optimum bei etwa 200 bis 300 k Ω . Die Mischsteilheit der Triode der ECH 81 läßt sich durch den Gitter-Ableitwiderstand dagegen nur wenig beeinflussen.

Die Bilder 19 und 20 zeigen die Abhängigkeit des elektronischen Eingangswiderstandes R_e von der Schwingspannung und von der Größe des Gitter-Ableitwiderstandes. Diese Angaben gelten für eine Empfangsfrequenz von 90 MHz.

In den Bildern 21 und 22 ist der entsprechende Verlauf des äquivalenten Rauschwiderstandes $R_{\text{ä}}$ ¹⁾ dargestellt. Da der Rauschabstand eines Empfängers durch das Verhältnis $R_{\text{ä}} : R_e$ maßgeblich beeinflusst wird, ist in den Bildern 23 bis 26 dieses Verhältnis in Abhängigkeit von der Schwingspannung und vom Gitter-Ableitwiderstand nochmals getrennt angegeben.

Im praktischen Betrieb liegt parallel zum elektronischen Eingangswiderstand der Röhre auch noch der Widerstand des Abstimmkreises. Maßgebend für die Rauschverhältnisse ist dann nicht mehr R_e allein, sondern der Summenwiderstand R_s , der sich durch die Parallelschaltung von R_e mit dem Kreiswiderstand ergibt. In Bild 23 bis 26 ist deshalb für die Typen EC 92 und ECH 81 neben $R_{\text{ä}} : R_e$ auch noch jeweils der Verlauf von $R_{\text{ä}} : R_s$ dargestellt. Für die Errechnung von R_s wurde dabei immer ein Kreiswiderstand von 6 k Ω angenommen.

Je kleiner der Wert von $R_{\text{ä}} : R_e$, bzw. $R_{\text{ä}} : R_s$ wird, desto günstiger wird der Rauschabstand des Empfängers. Wie man den Bildern 23 bis 26 entnehmen kann, empfiehlt sich in dieser Beziehung die Verwendung eines möglichst hochohmigen Gitter-Ableitwiderstandes. Ein großer Gitter-Ableitwiderstand vergrößert jedoch die Zeitkonstante des Gitterkreises und deshalb bei einer schwingenden Röhre auch die Neigung zum Überspringen (Pendeln). Abhilfe bringt in vielen Fällen eine Verkleinerung der Zeitkonstante im Anodenkreis (siehe auch Seite 25).

Bei den weiter unten beschriebenen Schaltungen ist dieser Gesichtspunkt bereits berücksichtigt. Man wird deshalb diese Schaltungen auch meist mit Gitter-Ableitwiderständen bis zu 1 M Ω betreiben können, wenn man dafür sorgt, daß die Schwingspannung nicht zu groß ist.

Bild 27 stellt die Abhängigkeit des Innenwiderstandes von der Schwingspannung dar. Diese Werte wurden in neutralisiertem Zustand ermittelt, so daß der Einfluß der Anoden-Rückwirkung hier entfällt. Bild 27 gibt also den oben bereits öfters erwähnten „natürlichen Innenwiderstand“ an.

7. Wahl des günstigsten Arbeitspunktes

Weiter oben wurde (unter 5) beschrieben, wie man den günstigsten Wert des wirksamen Innenwiderstandes einpegeln kann. Dadurch wird die Röhre an ihren Ausgangskreis richtig angepaßt und eine genügend große

¹⁾ Streng genommen entspricht die hier als $R_{\text{ä}}$ angegebene Größe nicht dem sonst als „äquivalenten Rauschwiderstand“ bezeichneten Begriff. Die hier als $R_{\text{ä}}$ angegebenen Werte enthalten nämlich im Gegensatz zu den auf S. 18 angegebenen außer dem Anodenstromrauschen auch noch einen vom Gitterstrom herrührenden Rauschanteil. Obwohl gegen eine solche Zusammenfassung grundsätzliche Einwände erhoben werden können, dürfte sie doch in diesem Spezialfall für den Geräteentwickler gewisse Vorteile mit sich bringen. Sie gilt allerdings nur für einen Leerlaufwiderstand des Gitterkreises von etwa 6 k Ω .

Mischverstärkung erreicht. Fast ebenso wichtig ist es jedoch, die Röhre an den Eingangskreis richtig anzupassen, damit man eine ausreichende UKW-Vorverstärkung bzw. einen guten Rauschabstand erzielen kann. Die Bilder 17 bis 27 zeigen, daß dazu die Schwingspannung und der Gitter-Ableitwiderstand richtig gewählt werden müssen. Andererseits beeinflussen diese Größen jedoch auch die Mischverstärkung. Es ergeben sich dadurch zum Teil gegenläufige Einflüsse, ein Hinaufsetzen der Schwingspannung verbessert z. B. die Mischverstärkung, verschlechtert jedoch den Rauschabstand.

Es empfiehlt sich deshalb, bei der Dimensionierung von additiven Mischstufen prinzipiell zwei verschiedene Betriebsarten zu unterscheiden:

- a) Die Röhre soll eine möglichst große Verstärkung ergeben.
- b) Es soll der bestmögliche Rauschabstand erreicht werden.

Es ergeben sich dann folgende Arbeitsbedingungen:

a) größte Verstärkung:	EC 92	Triode der ECH 81
Oszillatorspannung	4 V	5 bis 5,5 V
Gitter-Ableitwiderstand	200 bis 300 k Ω	1 M Ω
b) Bester Rauschabstand:		
Oszillatorspannung	2,5 V	4,5 bis 5 V
Gitter-Ableitwiderstand	1 M Ω	700 k Ω

8. Schaltbeispiele für additive UKW-Mischstufen

Die Auswahl der günstigsten Schaltung und Röhrenbestückung hängt weitgehend davon ab, ob man ein besonders hochwertiges Gerät aufbauen will oder ob man eine brauchbare Lösung mit besonders geringem Aufwand sucht. Auch die Art der Umschaltung zwischen AM- und FM-Betrieb ist für diese Frage von besonderer Bedeutung.

In Bild 28a wird eine EF 80 oder EF 85 als Vorröhre und eine EC 92 als Mischröhre verwendet. Der Anodenkreis der Vorröhre wird durch die Variometerspule L_1 und durch die zu ihr parallel liegenden Röhren- und Schaltkapazitäten gebildet. Der Oszillatorkreis besteht aus dem Variometer L_2 und der Serienschaltung von C_1 und C_2 . Der Anschlußpunkt a wird durch den Trimmer C_3 symmetriert. L_3 ist die Rückkoppelspule. Der erste Zf-Kreis wird durch L_4 , C_4 und C_F gebildet.

Der Punkt a wurde direkt mit der Anode der Vorröhre verbunden, da die hier verwendete Mischröhre EC 92 einen großen Eingangswiderstand besitzt. Wollte man diesen Eingangswiderstand an den Anodenkreis der Vorröhre auf optimale Leistungsübertragung anpassen, so müßte man von L_1 zum Gitter der EC 92 hinauftransformieren. Das ist jedoch in üblicher

Aufbauweise nicht möglich, da bei Verwendung einer genügend großen Ankoppelspule unerwünschte Nebenresonanzen auftreten. Es wurde deshalb auf eine solche optimale Leistungsanpassung verzichtet. Die mit der Vorröhre erzielbare UKW-Verstärkung ist trotzdem sehr gut, es lassen sich leicht Stufenverstärkungen von größer als 10 erreichen.

Durch das Wegfallen einer Ankoppelspule im Gitterkreis der EC 92 ändert sich die in der Mischstufe vorgesehene Zf-Brücke gegenüber den bisher besprochenen Anordnungen. Die hier vorliegende Brückenschaltung ist in **Bild 28 b** getrennt herausgezeichnet. Ein Vergleich mit Bild 6b zeigt, daß dort zwischen dem Punkt B und dem Gitter G die beiden Kondensatoren C_2 und C_3 liegen, während sich in Bild 28b an der gleichen Stelle C_5 , C_1 und C_2 befinden. Diesen Umstand muß man bei der Dimensionierung der Zf-Brücke berücksichtigen. Im übrigen sind die dadurch zu erwartenden Differenzen klein, da C_5 wesentlich größer als $C_1 + C_2$ angenommen wurde.

Empfehlenswerte Spulendimensionierungen sind:

L_1 4 bis 5 Windungen, etwa 20 mm lang, auf einem Körper mit 10 mm ϕ , aus 1,8 mm starkem Kupfer-Lackdraht.

L_2 5 bis 6 Windungen, etwa 20 mm lang, auf einem Körper mit 10 mm ϕ , aus 1,8 mm starkem Kupfer-Lackdraht.

L_3 1 Windung, isolierter Schaltdraht, 0,5 mm ϕ , eng über die Mitte von L_2 gewickelt.

L_1 und L_2 werden mit Hf-Eisenkernen abgestimmt.

Bild 29 zeigt eine UKW-Mischstufe, die ohne UKW-Vorröhre direkt am Antennenkreis liegt. Als Mischröhre wird hier ebenfalls die EC 92 verwendet. L_4 und L_6 sind zwei Variometerspulen zur Abstimmung des Antennen- bzw. des Oszillatorkreises. L_1C_1 und L_2C_2 sind zwei Zf-Sperrkreise. L_3 ist die Antennen-Ankoppelspule, L_5 die Rückkoppelspule. Der erste Zf-Kreis wird durch L_7 , C_3 und C_F gebildet.

Der große Eingangswiderstand der EC 92 ermöglicht in dieser Schaltung eine Transformation der Antennenspannung bis zu etwa 1 : 8 (bei 70 Ohm Antennenwiderstand). In Verbindung mit einer Mischverstärkung von 20 läßt sich auf diese Weise eine Verstärkung zwischen Antenne und erstem Zf-Gitter von etwa 150 erreichen.

Für AM-Betrieb läßt sich die angeschlossene UKW-Antenne nach dem AM-Eingang des Empfängers durchschalten.

Empfehlenswerte Spulendimensionierungen sind:

L_1 14 Windungen, 0,2 mm starker Kupfer-Lackdraht auf einem Körper mit 8,5 mm ϕ , wird mit Hf-Eisenkern abgestimmt.

L_2 wie L_1 .

Schaltbeispiele für additive UKW-Mischstufen

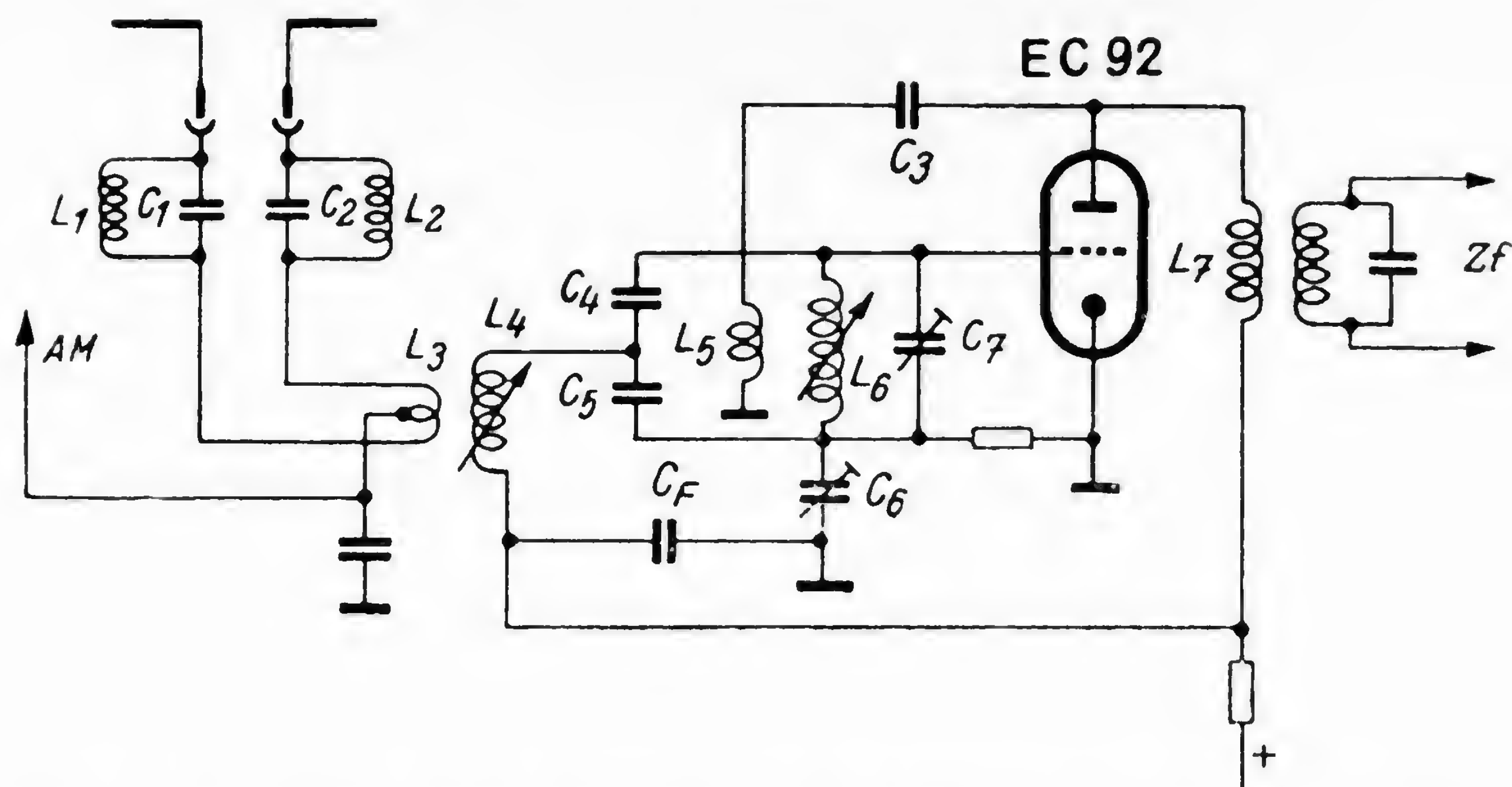


Bild 29. Schaltbeispiel für eine Trioden-Mischstufe ohne UKW-Vorröhre.
Die Abstimmung erfolgt mittels Variometer

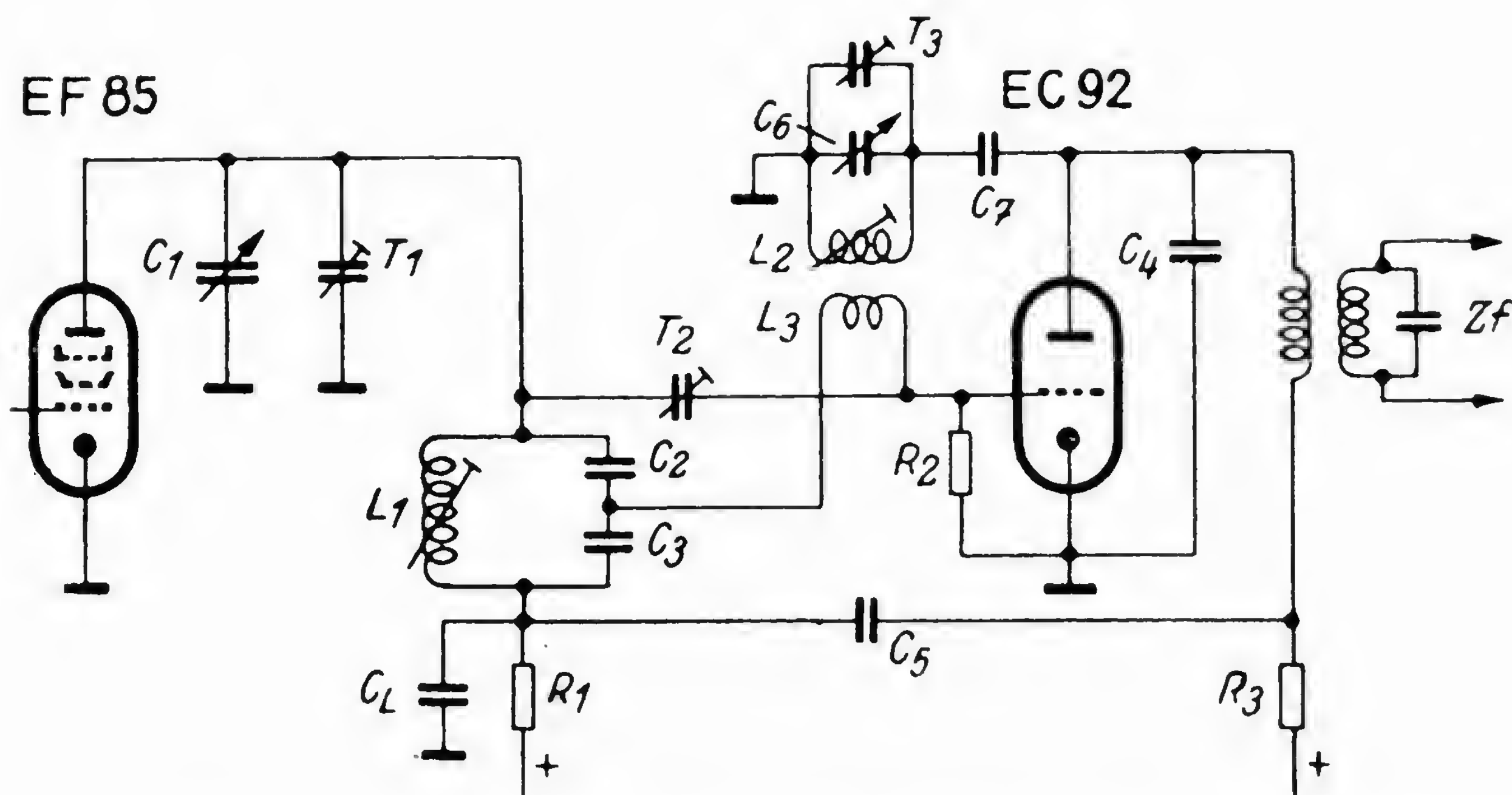


Bild 30. Schaltbeispiel für eine UKW-Mischstufe mit UKW-Vorröhre. Zur Abstimmung werden einseitig geerdete Drehkondensatoren verwendet. Geringe Oberwellenabstrahlung durch kapazitiven Kurzschluß zwischen Anode und Katode der Oszillatorröhre

- L₃ 2 Windungen isolierter Schaltdraht, 0,5 bis 0,6 mm ϕ , eng auf die Erdseite von L₄ aufgewickelt.
- L₄ Variometerspule, 6 Windungen 1,2 mm Kupferdraht, etwa 25 mm lang, auf einen Körper mit 10 mm ϕ aufgewickelt.
- L₅ 1 Windung isolierter Schaltdraht, lose (gegebenenfalls freitragend, mit Abstand) um die Mitte von L₆ gewickelt.
- L₆ Wie L₄.
- L₄ und L₆ werden durch Aluminiumkerne abgestimmt.

Bild 30 zeigt eine Schaltung, welche es ermöglicht, einseitig geerdete Drehkondensatoren für die UKW-Abstimmung zu verwenden. Die Rückkoppelspule L_3 liegt hier im Gitterkreis, der Oszillatorkreis $L_2C_6T_3$ ist dagegen an die Anode der Mischröhre angeschlossen. Die Anordnung hat den Vorteil, daß eine Beeinflussung der Oszillatorfrequenz durch stark einfallende Sender wesentlich kleiner ist, als wenn der Abstimmkreis auf der Gitterseite liegt. Die Rückkoppelspule L_3 ist über eine „Stegmüllerbrücke“ an den Anodenkreis $L_1C_1T_1C_2C_3$ der Vorröhre angeschlossen. Durch richtige Einstellung des Trimmers T_2 kann man den Oszillator- und Vorkreis weitgehend entkoppeln. Die Anode der Mischröhre ist über einen Kondensator C_4 auf dem kürzesten Wege mit der Katode verbunden. Die Oberwellenausstrahlung des Oszillators wird dadurch sehr klein. Dieser Kondensator C_4 stellt allerdings eine zusätzliche Belastung des Oszillatorkreises dar. U. U. kann dadurch der Abstimmungsbereich des Oszillatorkreises zu stark eingeengt werden. Liegt ein solcher Fall vor, so empfiehlt es sich, die Anoden-Leitung der Mischröhre an einen Anzapf der Spule L_2 zu legen ($\frac{1}{2}$ Windung vom heißen Ende ab genügt meist). Damit man eine genügend große Schwingspannung erhält, muß der Leitungszug Gitter—Mischröhre — L_3 — C_3 — C_L — Katode Mischröhre möglichst kurz gemacht werden.

Diese Schaltung hat sich bisher sehr gut bewährt. Da sie eine Reihe von Vorzügen gegenüber den sonst bekannten Anordnungen besitzt, könnte es durchaus möglich sein, daß sie sich zu einer Standard-Schaltung entwickelt.

Empfehlenswerte Spulendimensionierungen sind:

L_1 $1\frac{3}{4}$ bis 2 Windungen aus 1 bis 1,2 mm starkem Kupferdraht, mit etwa 1,5 mm Abstand auf einen Körper von 8,5 mm ϕ aufgewickelt.

L_2 wie L_1 .

L_3 1 bis 1,5 Windungen, isolierter Schaltdraht, 0,5 bis 0,6 mm ϕ , dicht zwischen die Windungen der Spule L_2 gewickelt.

In **Bild 31** ist die besonders wirtschaftliche Ausnutzung einer ECH 81 dargestellt. Bei AM-Empfang arbeitet diese Röhre als multiplikative Mischstufe, bei UKW-Empfang werden die beiden Röhrensysteme auseinander geschaltet. Die Heptode arbeitet dann als UKW-Vorröhre, die Triode ist selbstschwingende additive Mischstufe.

Den UKW-Eingangskreis bildet die Spule L_2 , welche mit den parallel liegenden Schalt- und Röhrenkapazitäten fest auf die Bandmitte abgestimmt wird. Das dritte Gitter der Heptode wird bei UKW-Betrieb von der Triode getrennt und über den Schalter S_1 geerdet. Das Heptoden-System arbeitet dann mit entsprechend großer Steilheit als Geradeaus-Verstärker. Im Anodenkreis dieser Vorstufe liegt ein durch das Variometer L_3 abgestimmter Kreis. Über L_5 wird die Mischstufe an diesen Kreis angekoppelt.

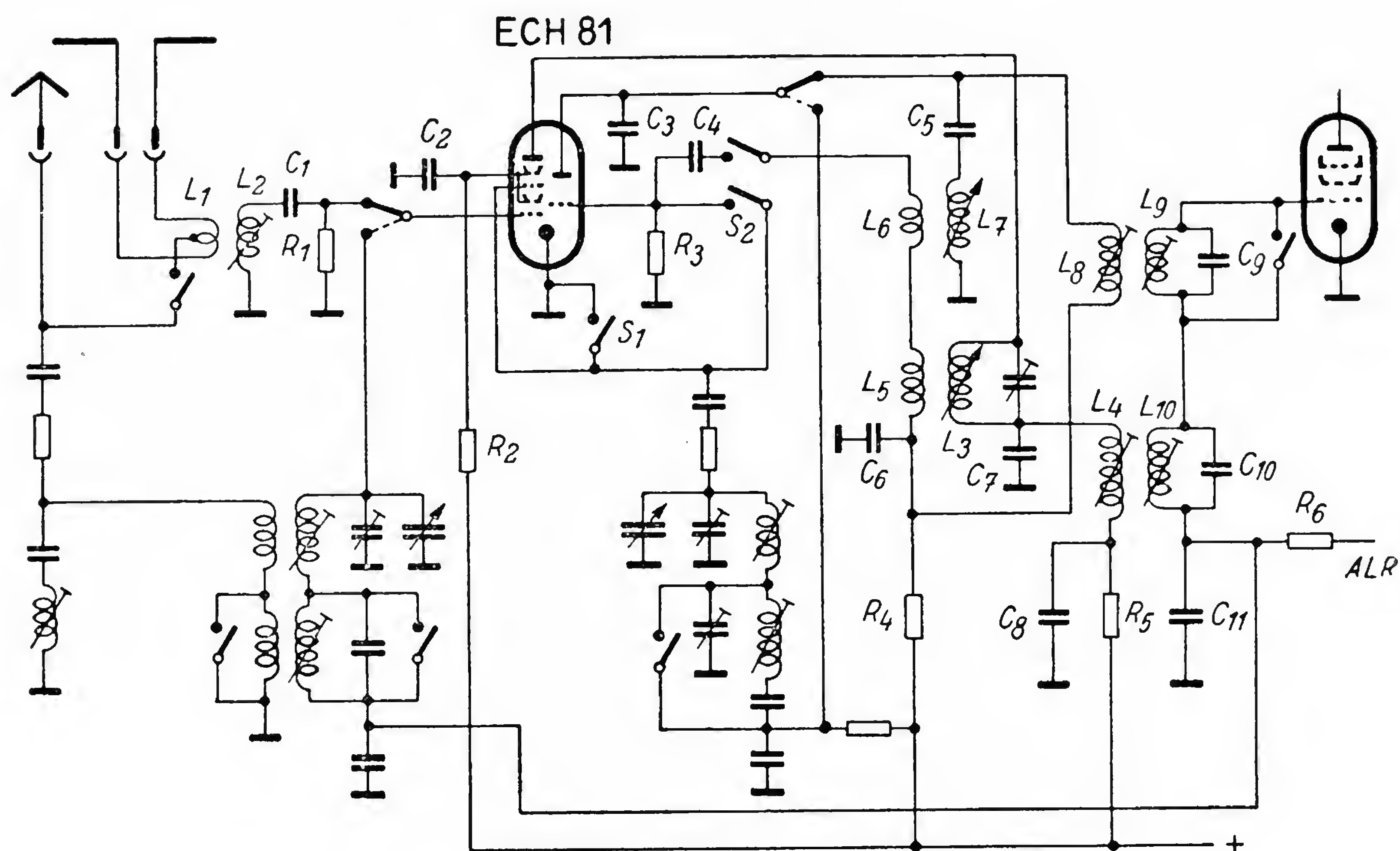


Bild 31. Schaltbeispiel für die besonders wirtschaftliche Ausnützung einer ECH 81. Bei UKW-Empfang arbeitet die Heptode als UKW-Vorröhre, die Triode als additive Mischröhre. Bei AM-Empfang arbeiten beide Systeme als Triode-Heptode zusammen

In Serie mit L_5 liegt die Rückkoppelspule L_6 . Man kann diese Rückkoppelspule natürlich auch in der früher beschriebenen Weise mit einer Anzapfung im Symmetriepunkt versehen und die Empfangsspannung dort einkoppeln. Der Abstimmkreis des Oszillators wird durch die Variometerspule L_7 und die Kondensatoren C_3 und C_5 gebildet. C_3 sollte möglichst nahe an der Triode der ECH 81 angeordnet werden, damit die Oberwellenabstrahlung genügend klein bleibt.

Der erste Zf-Kreis besteht aus der Spule L_8 und den Kondensatoren C_3 , C_5 bzw. C_6 . Dieser Kondensator C_6 bestimmt wieder maßgeblich den wirkamen Innenwiderstand der Mischröhre.

Bei AM-Betrieb wird der Schalter S_1 geöffnet und S_2 geschlossen. Dadurch wird das dritte Gitter der Heptode mit dem Gitter der Triode verbunden und die Röhre arbeitet dann in normaler multiplikativer Mischschaltung. Die Messungen zu den Bildern 17...27 wurden von Herrn H. Hein durchgeführt.

Literatur

- [1] H. Rothe und W. Kleen, Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker, S. 73.
- [2] F. Benz, Einführung in die Funktechnik, S. 255.
- [3] M. J. O. Strutt, Verstärker und Empfänger, Springer 1951, S. 197.

INHALTSVERZEICHNIS

<i>Zur Frage der UKW-Mischstufen</i>	Seite
1. Allgemeines	5
2. Die verschiedenen Arten der Frequenz-Umsetzung in einer Röhre	6
3. Vergleich der Anforderungen an AM- und UKW-FM-Mischstufen	15
4. UKW-Schwingschaltungen	18
a) Rückkopplungsarten	19
b) Wilde Schwingungen im Gebiet der Dezimeterwellen	21
c) Pendeln des Oszillators (Überschwingen)	22
d) Frequenzstabilität des Oszillators bei Temperaturveränderungen	26
5. Störstrahlung von UKW-Oszillatoren	27
a) Meßmethode	28
b) Entkopplung des Antennen- und Eingangskreises vom Oszillatorkreis	31
c) Selbstschwingende additive Mischstufen	35
d) Unterdrückung der Oberwellen des Oszillators	39
6. Mischstufen für kombinierte AM-FM-Empfänger	43
<i>UKW-Mischung in Mehrgitterröhren</i>	
1. Allgemeines	46
2. Multiplikative Mischung bei UKW	46
3. Betriebseigenschaften der Triode-Hexode bzw. -Heptode bei UKW	49
4. Additive Mischung mit Pentoden	54
5. Das Umschalten von multiplikativen Mischstufen zwischen AM- und FM-Betrieb ..	61
<i>Additive Mischung in Trioden</i>	
1. Allgemeines	66
2. Die Anodenrückwirkung und ihr Einfluß auf die Mischverstärkung	69
a) Veränderung des Innenwiderstandes durch Anodenrückwirkung	69
b) Innenwiderstand und Stufenverstärkung	72
c) Mittel zur Beseitigung der Anodenrückwirkung	75
d) Vergrößerung des scheinbaren Innenwiderstandes über den natürlichen Wert hinaus	78
e) Berechnung der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung	79
f) Berechnung der Fußpunktkapazität C_F	81
3. Die Rückmischung	82
a) Veränderung der Resonanzkurve der UKW-Vorselektion	82
b) Berechnung des Rückmischungseffektes	84
4. Das Zusammenwirken von Zf-Anodenrückwirkung und UKW-Rückmischung	87
5. Das Einstellen der richtigen Arbeitsbedingungen	96
6. Betriebsdaten und Meßergebnisse	98
7. Wahl des günstigsten Arbeitspunktes	106
8. Schaltbeispiele für additive UKW-Mischstufen	107

Berichtigung

zu

„DIE RÖHRE IM UKW-EMPFÄNGER“ II

Auf den Seiten 103 und 104 wurden die Bilder 25 und 26 miteinander vertauscht. Wir bringen die Bilder deshalb nachstehend noch einmal mit richtiger Numerierung und mit den zugehörigen Bildunterschriften.

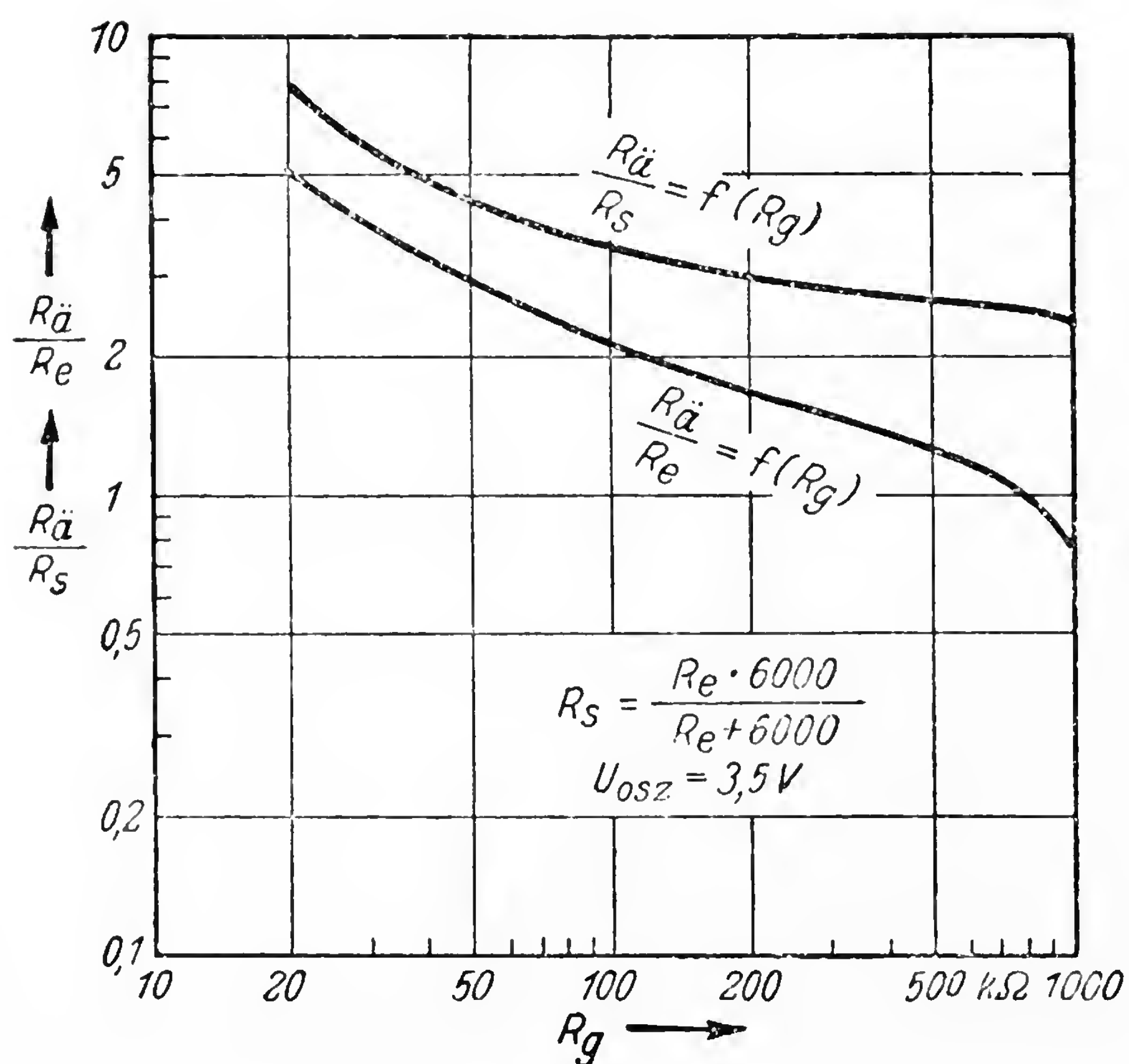


Bild 25.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand, gilt für die Röhre EC 92. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit 6 kΩ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

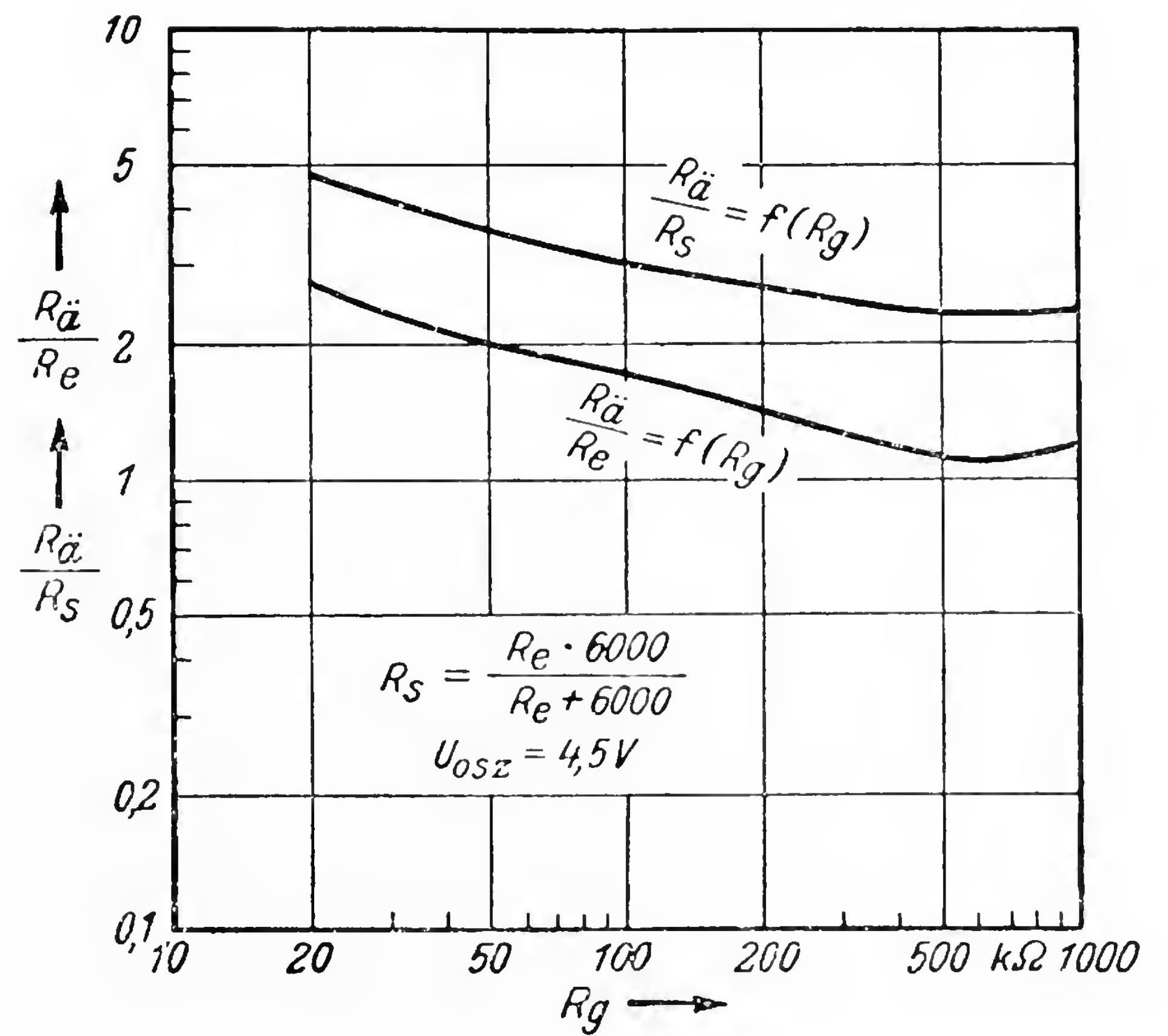


Bild 26.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand, gilt für die Triode ECH 81. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit 6 kΩ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt